www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

PHILIPS TECHNISCH TIJDSCHRIFT

JAARGANG 31, 1970, no. 11/12

Codemodulatie met digitaal geregelde compansie voor transmissie van spraak

J. A. Greefkes en K. Riemens

Bij telefoonverbindingen tracht men altijd de spraaksignalen met voldoende kwaliteit over te brengen bij een zo klein mogelijke bandbreedte. Past men op de signalen codemodulatie toe, dan betekent dit dat men moet streven naar een lage frequentie van de pulsen waarin het over te brengen signaal wordt gecodeerd. In sommige gevallen, met name bij verbindingen met mobiele stations, gaat men bij dit streven zo ver dat men genoegen neemt met een ontvangen spraaksignaal dat nog juist verstaanbaar is. In dit artikel wordt een transmissiesysteem met codemodulatie beschreven waarbij de ongunstige invloed die niveauvariaties in een spraaksignaal hebben op de verstaanbaarheid, in belangrijke mate wordt opgeheven door op de signalen compressie en expansie („compansie") toe te passen. Bij de gebruikelijke analoge transmissiesystemen met compansie heeft altijd als bezwaar gegolden dat men beperkt is in de mate waarin men deze bewerking op de signalen kan toepassen. Bij het hier beschreven digitale systeem is dit bezwaar ondervangen. Het is hierdoor mogelijk gebleken om bij een lage pulsfrequentie een verstaanbaar spraaksignaal over te brengen zelfs wanneer het storingsniveau op de transmissieweg zo hoog is dat andere transmissiesystemen niet meer bruikbaar zijn.

Inleiding

Voor het overbrengen van spraak, muziek en andere „informatie" gaat men steeds meer over tot het gebruik van digitale systemen, waarbij quantisering van het signaal wordt toegepast in grootte en in tijd. Bij de *quantisering in tijd* wordt de ogenblikswaarde van het over te brengen analoge signaal niet continu uitgezonden, doch alleen op bepaalde momenten; het signaal wordt op deze momenten „bemonsterd". De *quantisering in grootte* komt hierop neer, dat men afwijkt van de continue schaal der ogenblikswaarden en slechts een bepaald aantal discrete waarden erkent, de zg. quantiseringsniveaus. Bij iedere bemonstering wordt dan één dezer discrete waarden overgeseind. Dit overseinen gebeurt b.v. door het bemonsterde en gequantiseerde signaal toe te voeren aan een analoog-digitaal-omzetter (codeerder) die een digitaal signaal vormt, dat bestaat uit energiestoten (pulsen, bits), die in een bepaalde code informatie bevatten omtrent de ogenblikswaarde van het analoge signaal. (Bemonsteren en coderen kan ook tegelijkertijd in een bepaald deel van de desbetreffende schakeling plaatsvinden.) Aan de ontvangzijde worden de bits toegevoerd aan een digitaal-analoog-omzetter (decodeerder), waardoor weer een analoog signaal ontstaat.

Door het quantiseren is het gedecodeerde signaal ten opzichte van het oorspronkelijke signaal vervormd. Men spreekt hierbij van *quantiseringsvervorming*. Het verschil tussen beide signalen beslaat een breed spectraal gebied. Het bevat o.a. ruis, die men aanduidt als *quantiseringsruis*. In dit artikel zijn wij slechts geïnteresseerd in dat gedeelte van deze ruis dat in de frequentieband van het over te brengen signaal valt. Wij zullen dan ook met quantiseringsruis alleen dit gedeelte aanduiden.

Ten opzichte van systemen voor het direct overbrengen van analoge signalen hebben digitale systemen verschillende voordelen. Men kan nl. het digitale pulspatroon zowel op tussenstations als op het eind-

J. A. Greefkes en K. Riemens, medewerkers van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

station regenereren, en wanneer dit telkens gebeurt voordat het signaal zodanig is verzwakt dat het ten gevolge van storingen, zoals ruis, niet goed herkenbaar is, wordt het oorspronkelijke bitpatroon zonder storingen doorgegeven. Ruis op de transmissieweg geeft hierbij een zekere kans op fouten. Deze kans is echter gering. (Zo is b.v. bij een energieverhouding van signaal tot ruis op de transmissieweg van 20 : 1 de waarschijnlijkheid van een fout bij het ontvangen van een puls kleiner dan 10^{-5}.) Hierdoor worden bij een voldoend hoog signaalniveau de bits bijna foutloos overgebracht. De lengte van de transmissieweg en het aantal tussenstations hebben hierop vrijwel geen invloed. De enige ruis die dan merkbaar is, is de bovenvermelde quantiseringsruis. Verder wordt dan ook de getrouwheid waarmee de analoge signalen na codering en decodering zijn overgebracht, vrijwel niet beïnvloed door de transmissieweg.

Een voordeel van digitale signaalverwerking dat waarschijnlijk in de toekomst belangrijk zal worden, is dat deze de mogelijkheid biedt om op zeer eenvoudige en economische wijze transmissiewegen en schakelmiddelen in telefoonnetten volgens het zg. tijdmultiplexprincipe te gebruiken voor vele telefoonkanalen. Het aantal schakelmiddelen dat men dan nodig heeft, is zeer veel kleiner dan bij de gebruikelijke schakelsystemen voor analoge signalen. Het „rangeren" van de bitstromen kan nl. geschieden met coïncidentieschakelingen (EN-poorten), terwijl digitale geheugens kunnen worden gebruikt om de bits van de verschillende kanalen tijdelijk „op te slaan". Zij kunnen dan in iedere gewenste volgorde en richting worden doorgestuurd. Van belang is hierbij ook dat digitale schakelingen goed kunnen worden uitgevoerd in geïntegreerde vorm, wat het bouwen van zeer compacte apparaten mogelijk maakt.

De belangrijkste systemen waarbij gequantiseerde signalen worden gebruikt, zijn *puls-codemodulatie* en *deltamodulatie*. Het eerstgenoemde systeem wordt veelvuldig gebruikt bij het overbrengen van telefoniesignalen. Reeds in 1951 werd in dit tijdschrift een artikel aan deze coderingsmethodes gewijd [1]. In dit artikel willen wij een aantal nieuwe ontwikkelingen bespreken op het gebied van het overbrengen van spraak met digitale signalen. In het bijzonder zullen wij ons bezighouden met bepaalde methodes om de nadelige invloed die niveauvariaties in de spraaksignalen hebben op de overdrachtskwaliteit, te verminderen. Wij zullen aantonen dat bij gebruik van een door ons ontwikkelde compansieschakeling het toepassen van deltamodulatie bijzonder aantrekkelijk wordt. Allereerst herhalen wij echter in het kort de reeds in [1] beschreven principes van puls-codemodulatie en van deltamodulatie.

Methodes van codemodulatie

Puls-codemodulatie

Bij puls-codemodulatie, in het volgende aangeduid als PCM, vindt de quantisering in grootte zodanig plaats dat de ogenblikswaarde van het analoge signaal op ieder bemonsteringsmoment wordt afgerond op het dichtstbijliggende van de gebruikte quantiseringsniveaus. Deze waarde wordt dan uitgedrukt als een getal in het tweetallig stelsel. Zo'n getal, dat hier *codewoord* wordt genoemd, bestaat uit een aantal bits, die elk de waarde 1 of 0 kunnen hebben. Gebruikt men b.v. codewoorden van vier bits, dan kan men op deze wijze 2^4, of wel 16, verschillende discrete waarden overbrengen. In *fig. 1* is dit geïllustreerd. Met codewoorden van vijf bits kan men 32 discrete waarden coderen en met zeven bits 128. Bij iedere bemonstering gaat dus het gequantiseerde signaal zoveel niveauafstanden omhoog of omlaag dat de ogenblikswaarde van het analoge signaal zo dicht mogelijk wordt benaderd. De afstand van de quantiseringsniveaus zullen wij aanduiden als de *quantiseringseenheid*.

Om de informatie die het oorspronkelijke analoge signaal bevat, volledig te kunnen overbrengen, moet de bemonsteringsfrequentie ten minste het dubbele zijn van de hoogste frequentie uit het spectrum van het signaal. Bij een spraaksignaal, waarvan het spectrum voor telefonie in de regel wordt beperkt tot de frequentieband tussen 200 en 3600 Hz, gebruikt men daarom 8000 bemonsteringen per seconde. Het aantal bits dat per seconde wordt overgeseind, de zg. bitfrequentie (Engels: bit rate), is gelijk aan het produkt van de bemonsteringsfrequentie en het aantal bits per codewoord. Is dit laatste aantal zeven, dan komt men dus bij telefonie tot een bitfrequentie van 56 kHz.

Dit laatste geldt alleen wanneer de bitreeksen van de bemonsteringen elkaar zonder onderbreking opvolgen, zoals in fig. 1 is voorgesteld. Meestal zijn echter extra bits nodig voor het synchroniseren van de codewoorden, waardoor de bitfrequentie iets hoger wordt. Verder worden vaak met PCM een aantal signalen gelijktijdig overgebracht in zg. tijdmultiplex. De codewoorden die in een bemonsteringsperiode worden uitgezonden, behoren dan beurtelings bij verschillende signalen, waardoor de bitfrequentie evenredig met het aantal over te brengen signalen stijgt.

Uit het feit dat het over te brengen signaal wordt benaderd door een aantal discrete waarden, volgt dat de amplitude ervan naar twee kanten aan een grens is gebonden. Bij het overschrijden van de grootste

[1] J. F. Schouten, F. de Jager en J. A. Greefkes, Deltamodulatie, een nieuw modulatiesysteem voor telecommunicatie, Philips techn. T. **13**, 249-258, 1951.
Zie ook J. F. Schouten en J. A. Greefkes, Ned. octrooi 96166, (Stelsel voor deltamodulatie en daarbij toepasbare zenders en ontvangers), ingediend 22 mei 1948.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

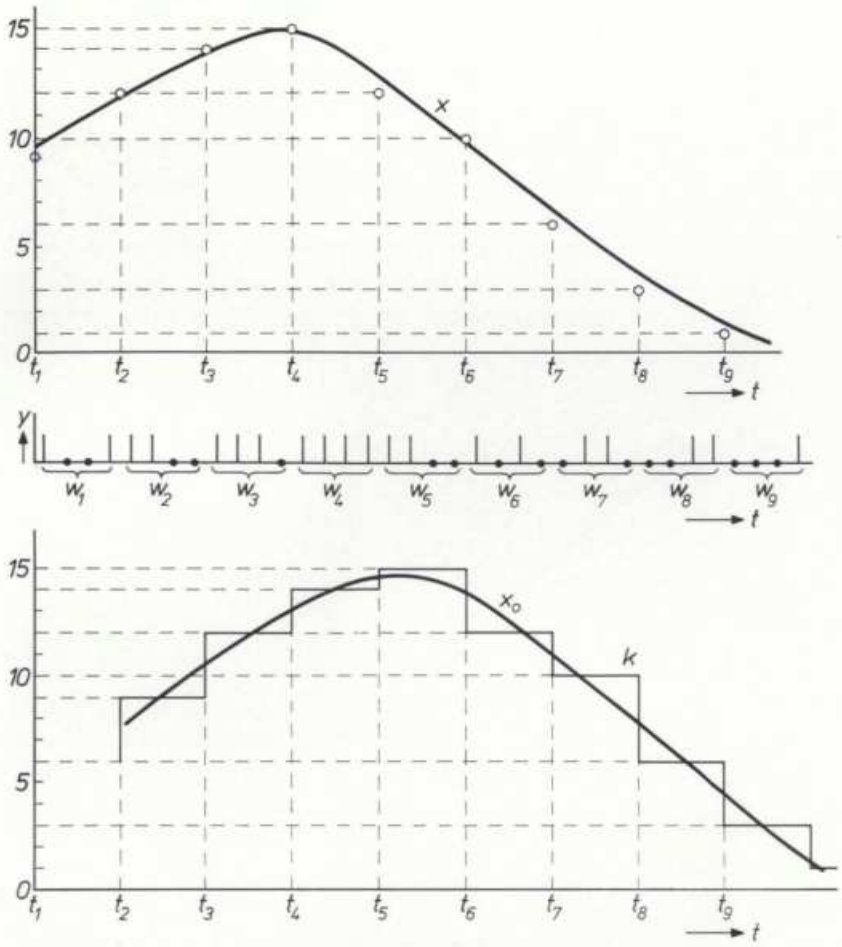


Fig. 1. Principe van puls-codemodulatie (PCM) met codewoorden van 4 bits. In de bovenste grafiek is het over te brengen signaal x getekend als functie van de tijd t. Langs de verticale as zijn de 16 discrete signaalwaarden (0 t/m 15) aangegeven, die met 4 bits kunnen worden gecodeerd. Op de bemonsteringsmomenten ($t_1 \ldots t_9$, enz.) wordt x bemonsterd en gequantiseerd op de met cirkeltjes aangegeven waarden. Het bitpatroon y, waarin wordt gecodeerd, is langs de tweede tijdschaal weergegeven (codewoorden $W_1 \ldots W_9$, enz.). In de ontvanger wordt ieder codewoord na ontvangst gedecodeerd. Het signaalniveau blijft telkens constant tot het volgende woord is gedecodeerd (zie de onderste grafiek). Men ontvangt zodoende de trapjeskromme k, waaruit met een laagdoorlatend filter een goede benadering, x_o, van x wordt verkregen. Omdat de decodering pas kan gebeuren na ontvangst van een volledig codewoord, treedt in het ontvangen signaal een tijdsvertraging op. Het verschil tussen x en x_o bestaat o.a. uit de quantiseringsruis.

discrete waarde is uiteraard geen juiste codering mogelijk en hetzelfde is het geval wanneer het signaal kleiner is dan de quantiseringseenheid. Deze grenzen zijn hier uiteraard onafhankelijk van de frequentie van het over te brengen signaal.

Bij ieder signaalmonster wordt dus een bepaald aantal quantiseringseenheden gebruikt. De verhouding van dit aantal tot het maximale aantal noemt men de *modulatiegraad*. Deze komt tot uitdrukking in het bitpatroon van ieder codewoord. Wanneer b.v. in een codewoord de meest significante bit (d.i. die welke in het binaire getal met de hoogste waarde correspondeert) één is, is de modulatiegraad groter dan $\frac{1}{2}$.

Een voorbeeld van een codeerder voor PCM is als blokschema weergegeven in *fig. 2*. Het te coderen signaal x wordt bemonsterd en daarna omgezet in een signaal d, dat bestaat uit pulsen met constante hoogte en met een tijdsduur die evenredig is met de ogenblikswaarde van het signaal op de momenten van de bemonstering (pulsbreedtemodulatie). Deze pulsen worden toegevoerd aan een EN-poort, te zamen met de continue reeks pulsen e van een pulsgenerator. Het aantal van de laatstgenoemde pulsen dat telkens wordt doorgelaten, is evenredig met de tijdsduur van de pulsen d, dus ook met het gequantiseerde signaal. De zo verkregen pulsreeksen f worden toegevoerd aan een binaire teller (codeomzetter), die na uitlezen met de bemonsteringsfrequentie het gewenste PCM-signaal y levert.

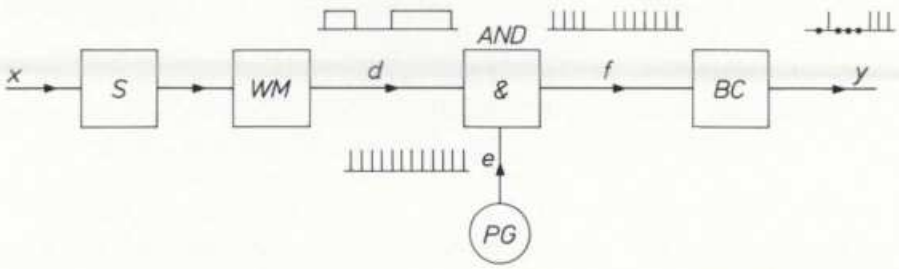


Fig. 2. Principe van een codeerder voor puls-codemodulatie. Het te coderen signaal x wordt bemonsterd in de bemonsteraar S en daarna toegevoerd aan de pulsbreedtemodulator WM. Deze levert de in tijdsduur gemoduleerde pulsen d aan de EN-poort AND, te zamen met de pulsen e van de pulsgenerator PG. Het uitgangssignaal f van AND wordt toegevoerd aan de binaire teller BC, die het PCM-signaal y levert.

Een signaal zoals in fig. 1 is getekend, is unipolair: de quantiseringsniveaus hebben hier dezelfde polariteit. Meestal zal echter het signaal een wisselspanning zijn. Men kan dan positieve

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

en negatieve quantiseringsniveaus gebruiken. Ook kan men het signaal unipolair maken door een gelijkspanning toe te voegen die zo groot is dat het totale signaal altijd dezelfde polariteit behoudt. Het unipolair maken van het signaal kan ook geschieden door het een dubbelfase-gelijkrichter te doen passeren. Het is dan nodig ook de polariteit over te seinen, waarvoor in het algemeen de eerste bit van ieder codewoord wordt gebruikt.

Deltamodulatie

Ook bij deltamodulatie (DM) wordt op ieder bemonsteringsmoment het verschil tussen de ogenblikswaarde van het signaal en de gequantiseerde waarde op het vorige bemonsteringstijdstip vastgesteld. Nu wordt echter niet, zoals bij DiffPCM, de *grootte* van dit verschil gecodeerd, doch *alleen het teken* overgebracht. Is het verschil positief, dan wordt een puls uitgezonden, ten gevolge waarvan in de ontvanger

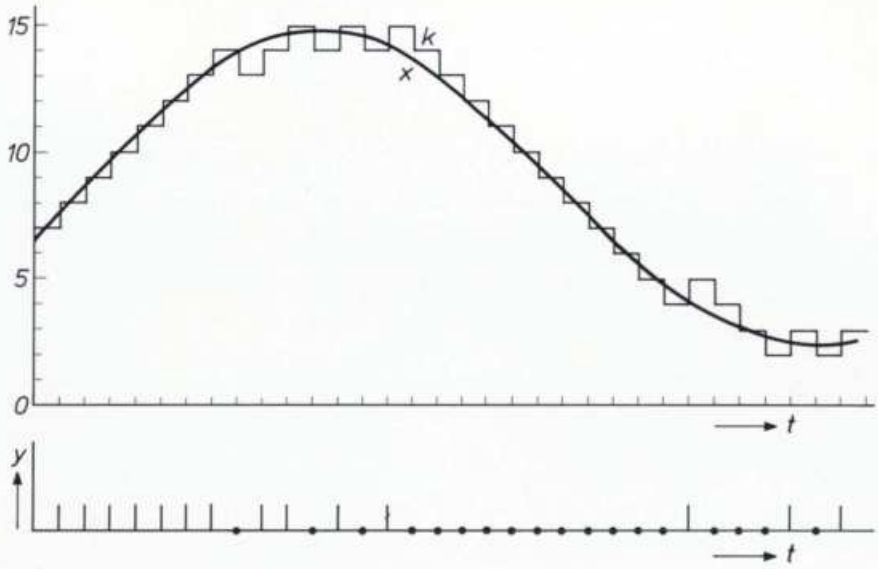


Fig. 3. Principe van deltamodulatie. De tijdschalen, de pulsfrequentie en de discrete signaalniveaus zijn gelijk aan die van het PCM-systeem van fig. 1. x is weer het te coderen signaal. k is het benaderingssignaal, dat bij iedere bemonstering één quantiseringseenheid omhoog of omlaag gaat, al naar gelang k kleiner of groter is dan x. Langs de onderste tijdschaal is het uitgezonden pulspatroon y getekend.

Differentiële puls-codemodulatie

Bij een andere vorm van digitale signaaloverbrenging wordt op de bemonsteringsmomenten niet, zoals bij PCM, de ogenblikswaarde van het signaal gequantiseerd, doch het verschil van de ogenblikswaarde en de gequantiseerde waarde behorende bij het vorige bemonsteringsmoment. De grootte en het teken van dit gequantiseerde verschil worden weer omgezet in een codewoord van een aantal bits [2]. Men spreekt dan van *differentiële puls-codemodulatie* (*DiffPCM*). In feite wordt nu niet het signaal zelf overgebracht, maar de tijdsafgeleide ervan. Een DiffPCM-systeem is dan ook volledig uitgestuurd (modulatiegraad = 1) als de afgeleide van het signaal een bepaalde maximale waarde heeft. Hierdoor is de maximaal toelaatbare amplitude van een te coderen sinusvormig signaal omgekeerd evenredig met de frequentie. Op het belang hiervan voor het overbrengen van spraak gaan wij aanstonds nader in.

de gequantiseerde waarde van het signaal één quantiseringseenheid stijgt. Is het verschil negatief, dan wordt geen puls uitgezonden; de ontvanger reageert hierop door het gequantiseerde signaal één eenheid te doen dalen. Een en ander is geïllustreerd in *fig. 3*. Omdat bij iedere bemonstering maximaal één puls wordt uitgezonden, kan men bij DM niet van codewoorden spreken; de pulsfrequentie is hier gelijk aan de bemonsteringsfrequentie [3].

Het principe van een schakeling voor het opwekken van DM-signalen ziet men in *fig. 4*. Voor een nadere beschrijving verwijzen wij naar het onderschrift. In wezen is een dergelijke codeerder een schakeling met terugkoppeling, waarbij het teruggekoppelde signaal in grootte en tijd wordt gequantiseerd en tevens wordt geïntegreerd.

De integrator Int_1 bestaat in de eenvoudigste vorm uit een weerstand en een condensator. (In dit geval ontstaat een benaderingssignaal zoals in fig. 3 met k

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

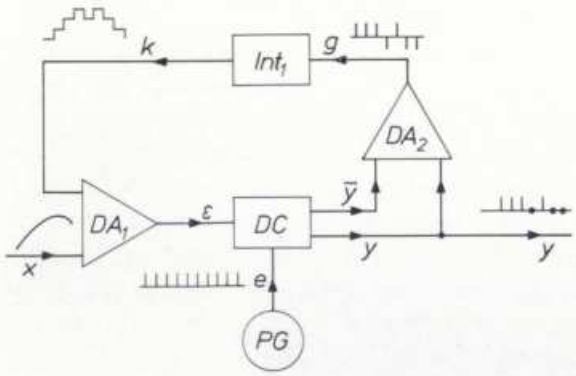


Fig. 4. Principe van een codeerder voor deltamodulatie (DM). De verschilversterker DA_1 vergelijkt de ogenblikswaarde van het over te brengen signaal x en het trapvormige benaderingssignaal k. Het teken van het uitgangssignaal ε is afhankelijk van het teken van het verschil $x-k$. Al naar de aard van dit teken laat het beslissingscircuit DC de pulsen e van de pulsgenerator PG door als de pulsen y of $\bar{y}$. De verschilversterker DA_2 levert nu een positieve of een negatieve puls (g), al naar gelang een puls y of $\bar{y}$ verschijnt. Integratie van deze pulsen in de integrator Int_1 doet het benaderingssignaal k ontstaan. Een der pulsreeksen y of $\bar{y}$ (hier y) wordt uitgezonden.

is aangeduid.) Men kan echter een betere aansluiting tussen het oorspronkelijke signaal en het benaderingssignaal verkrijgen door op deze plaats een netwerk te gebruiken waarin boven een bepaalde frequentie dubbele integratie optreedt. Door de extra geheugenwerking die dan ontstaat, wordt het ingangssignaal over meer dan één bemonsteringsperiode bij de benadering betrokken, waardoor de quantiseringsruis wordt verminderd. Bij het overbrengen van spraak kan men een optimale verhouding van signaal tot quantiseringsruis bereiken door het netwerk Int_1 zodanig te dimensioneren dat de waarschijnlijkheid van oversturing voor alle componenten uit het gemiddelde spraakspectrum even groot is. De frequentie waarboven dubbele integratie optreedt, is dan ongeveer 2 kHz. Een dergelijk netwerk met zijn dempingskarakteristiek is getekend in *fig. 5*.

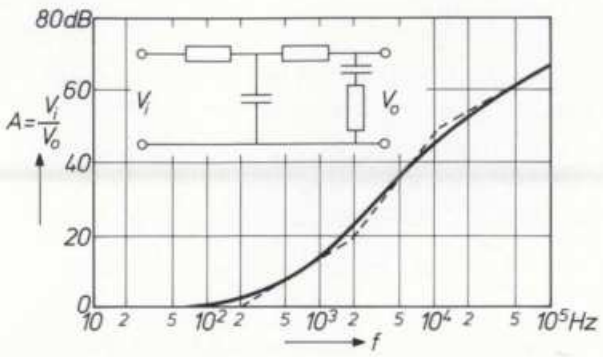


Fig. 5. Dempingskarakteristiek (demping A als functie van de frequentie f) van het netwerk (zie inzet) dat wordt gebruikt op de plaats die in fig. 4 met Int_1 is aangeduid. De karakteristiek komt ongeveer overeen met de standaardoorgevoeligheidskromme.

Ook bij DM is de grootte van het over te brengen signaal naar twee zijden begrensd. Omdat per bemonstering de gequantiseerde waarde altijd één eenheid stijgt of daalt, bestaat, evenals bij Diff PCM, een bovengrens voor de tijdsafgeleide van het signaal. Bij een sinusvormig signaal is dus ook hier de maximaal toelaatbare amplitude omgekeerd evenredig met de frequentie van dit signaal. Evenals bij PCM is bij DM geen codering mogelijk voor signalen die kleiner zijn dan de quantiseringseenheid.

In verband met het genoemde feit dat voor juiste codering van een DM-signaal de tijdsafgeleide een bepaalde waarde niet mag overschrijden, definieert men hier de modulatiegraad als de verhouding van de afgeleide van het signaal tot de maximaal toelaatbare waarde van deze afgeleide. Deze verhouding komt weer tot uitdrukking in het bitpatroon. Is dit b.v. zodanig dat telkens drie bits met de waarde 1 worden afgewisseld door één bit met de waarde 0 (of omgekeerd), dan is de modulatiegraad $\frac{1}{2}$. (Immers: drie stappen omhoog en één omlaag betekent twee stappen omhoog in vier bemonsteringen.)

Bij DM hebben alle bits met waarde 1 dezelfde betekenis, nl. dat de signaalkromme stijgt. Synchronisatie, die bij PCM nodig is omdat de bits daar verschillende betekenissen hebben, is dan ook bij DM niet nodig. (Deze noodzaak is er natuurlijk weer wèl wanneer men met DM een aantal signalen in tijdmultiplex wil overbrengen.)

Is de bitfrequentie gegeven (b.v. door de eigenschappen van de transmissieweg), dan is de bemonsteringsfrequentie bij DM veel hoger dan bij PCM. Dit biedt verschillende voordelen. Allereerst kan hierdoor bij een bepaalde signaal-ruisverhouding een signaal met een bredere frequentieband worden overgebracht (voor telefonie b.v. 0,2-5 kHz). Verder worden hierdoor bij DM minder zware eisen gesteld aan bepaalde filters. Met name is dit het geval bij het filter dat in de zender wordt gebruikt om in het over te brengen signaal componenten met frequenties hoger dan de helft van de bemonsteringsfrequentie te onderdrukken. In de ontvanger ontstaan, behalve het gewenste signaal, ook ongewenste componenten, waarvan de frequenties hoger zijn naarmate de bemonsteringsfrequentie hoger is. Ook het filter dat dient om deze componenten te onderdrukken, kan bij een hoge

[2] H. van de Weg, Quantizing noise of a single integration delta modulation system with an n-digit code, Philips Res. Repts. **8**, 367-385, 1953. Zie ook: R. W. Donaldson en R. J. Douville, Analysis, subjective evaluation, optimization, and comparison of the performance capabilities of PCM, DPCM, ΔM, AM, and PM voice communication systems, IEEE Trans. **COM-17**, 421-431, 1969.

[3] Men duidt het hier besproken systeem ook wel aan als „éénbits-deltamodulatie". Met „meerbits-deltamodulatie" bedoelt men dan de eerder besproken differentiële pulscodemodulatie.

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

bemonsteringsfrequentie eenvoudiger zijn.

Een ander voordeel van DM t.o.v. PCM is de eenvoud van de apparatuur en het feit dat aan de nauwkeurigheid hiervan bij DM minder hoge eisen behoeven te worden gesteld. Zo gelden voor de verschilversterkers uit fig. 4 geen lineariteitseisen omdat alleen het *teken* en niet de *grootte* van het verschil tussen ogenblikswaarde en gequantiseerde waarde van belang is. Bij PCM daarentegen worden bij bepaalde delen van de schakeling wèl eisen aan de linearitеit gesteld, met name aan de bemonsteraar S en de pulsbreedtemodulator WM (zie fig. 2).

Het spectrum van het digitale signaal dat bij het gebruik van DM wordt overgebracht, verschilt sterk van dat van een PCM-signaal. Omdat bij het overbrengen van spraak met DM het gemiddelde aantal pulsen per seconde constant is (nl. gelijk aan de halve bitfrequentie), bevat een DM-signaal een constante gelijkstroomcomponent. Verder komen in het spectrum geen componenten voor met lagere frequenties dan die uit het spectrum van het over te brengen spraaksignaal. Hierdoor is het mogelijk om in versterkers voor DM-signalen capacitieve koppelelementen te gebruiken. Bij PCM daarentegen bestaat geen lineair verband tussen de ogenblikswaarde van het spraaksignaal en het aantal bits in de codewoorden. Ten gevolge hiervan bevat een PCM-signaal componenten met zeer lage frequenties, wat complicaties meebrengt bij het ontwerpen van versterkers.

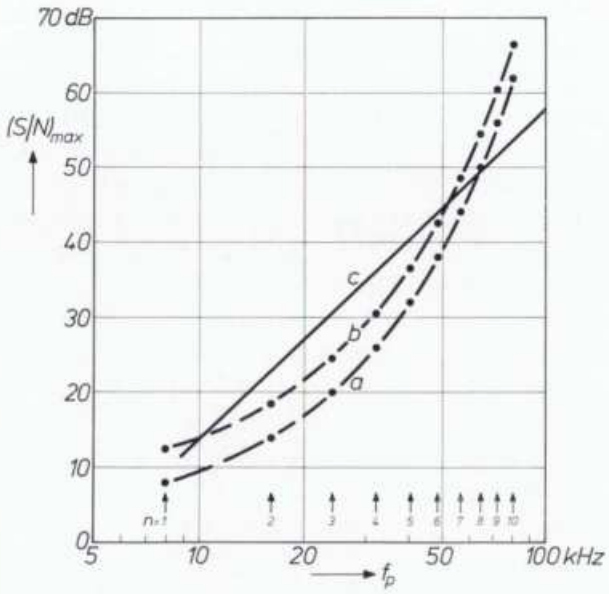


Fig. 6. Signaal-ruisverhouding $(S/N)_{max}$ bij volle uitsturing van de codeerder door een signaal dat wordt gevormd door een wisselspanning van 800 Hz, die in frequentie is gemoduleerd met ruis. De op de krommen a en b gelegen punten gelden voor puls-codemodulatie, resp. differentiële puls-codemodulatie (beide met 8000 bemonsteringen per seconde). Hierbij is n het aantal bits per codewoord. De lijn c heeft betrekking op deltamodulatie, waarbij in de terugkoppellus een dubbelintegrerend netwerk volgens fig. 5 is opgenomen.

De quantiseringsruis

Door de quantisering van het signaal wordt het benaderd door een „trapjeskromme". Het verschil tussen deze kromme en het oorspronkelijke signaal bevat, naast andere componenten, de reeds genoemde quantiseringsruis. Voor PCM is de verhouding van het te coderen signaal tot deze ruis berekend door Bennett [4]. Voor een sinusvormig signaal dat zo groot is dat alle quantiseringsniveaus worden gebruikt (volle uitsturing), en bij gebruik van codewoorden van n bits, vond hij voor de verhouding van signaal S tot quantiseringsruis N:

$$(S/N)_{max} = 6n + 3 \text{ (dB)}. \quad . \; . \; . \quad (1)$$

Een spraaksignaal is echter niet sinusvormig. Meer aan de praktijk aangepast is daarom een formule die betrekking heeft op een minder regelmatig verlopend signaal. Hiervoor gebruiken wij een signaal van 800 Hz, dat in een beperkte frequentieband (ongeveer 750-850 Hz) in frequentie is gemoduleerd met ruis. Uitgaande van een bemonsteringsfrequentie van 8 kHz, geldt dan bij een bitfrequentie f_p (in kHz) voor de verhouding van signaal tot quantiseringsruis:

$$(S/N)_{max} = \tfrac{3}{4} f_p + 2 \text{ (dB)}. \quad . \; . \; . \quad (2)$$

De ruis heeft in dit geval een vlak spectrum. In *fig. 6* geven de op de kromme a gelegen punten het door (2) vastgelegde verband tussen $(S/N)_{max}$ en f_p aan. (Is n het aantal bits per codewoord, dan is $f_p = 8\,n$. Uiteraard hebben alleen de punten bij gehele waarden van n betekenis.)

Voor differentiële puls-codemodulatie is de signaal-ruisverhouding berekend door Van de Weg [2] en ook door Protonotarios [5]. Onder dezelfde omstandigheden als hierboven voor PCM genoemd, is deze verhouding:

$$(S/N)_{max} = \tfrac{3}{4} f_p + 6{,}5 \text{ (dB)}. \quad . \; . \quad (3)$$

In fig. 6 geven de op de kromme b liggende punten de met deze formule corresponderende waarden van $(S/N)_{max}$ weer.

De quantiseringsruis bij deltamodulatie is het eerst berekend door De Jager [6]. Bij gebruik van een dubbelintegrerend netwerk is bij volle uitsturing van de codeerder met een sinusvormig signaal de verhouding van signaal tot quantiseringsruis:

$$(S/N)_{max} = 10 \times {}^{10}\log \left(\frac{f_p{}^5}{f^2 f_m{}^2 f_0} \right) - 32 \text{ (dB)}. \quad . \quad (4)$$

Hierin is f_p weer de pulsfrequentie en verder is f de signaalfrequentie, f_m de frequentie waarboven in de terugkoppellus dubbele integratie optreedt en f_0 de bovenste afsnijfrequentie van het laagdoorlatende filter dat na de decodeerder wordt gebruikt.

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Formule (4) geldt onder de beperkende voorwaarde dat de pulsfrequentie f_p groot is t.o.v. de afsnijfrequentie f_0 (b.v. $f_p = 10\ f_0$). Voor lagere waarden van f_p hebben experimenten de volgende benaderingsformule opgeleverd:

$$(S/N)_{max} = 43 \times {}^{10}\log f_p - 28 \text{ (dB)} \quad . \quad (5)$$

(zie de lijn c in fig. 6). Bij het desbetreffende onderzoek werd in de terugkoppelketen een dubbelintegrerend netwerk gebruikt waarvoor geldt $f_m = 1{,}8$ kHz, en verder een laagdoorlatend filter met een afsnijfrequentie f_0 van 3,4 kHz.

De formules (1) t/m (5) en fig. 6 gelden alleen als de codeerder volledig is uitgestuurd. Omdat de quantiseringsruis nagenoeg onafhankelijk is van het signaalniveau, is de signaal-ruisverhouding vrijwel evenredig met dit niveau. Bij een dalend signaalniveau is dus de ruis relatief sterker. Voor DM is dit gedemonstreerd op een bij dit artikel behorende grammofoonplaat, waarop in het aanhangsel een nadere toelichting wordt gegeven (demonstraties Ia en Ib). Een demonstratie in dezelfde groep illustreert de verbetering in signaal-ruisverhouding die bij DM door het toepassen van een dubbelintegrerend netwerk kan worden bereikt (demonstratie Ic).

Fig. 6 stelt ons in staat om enkele vergelijkingen tussen PCM en DM te maken. Voor een goede spraaktransmissie moet de signaal-ruisverhouding ten minste 40 dB zijn. Uit fig. 6 zien wij dat dan bij PCM de codewoorden 7 bits moeten tellen; bij Diff PCM kan men met 6 bits volstaan. Bij een bemonsteringsfrequentie van 8 kHz is dus een bitfrequentie van 56 kHz, resp. 48 kHz nodig. Zoals uit de lijn c blijkt, wordt bij DM een signaal-ruisverhouding van 40 dB reeds bij een bitfrequentie van 40 kHz bereikt. Voor de transmissieweg is dus bij DM een kleinere bandbreedte nodig. Dit voordeel wordt nog groter bij verbindingen waarbij genoegen wordt genomen met een lagere kwaliteit van de overgebrachte spraak, hetgeen vaak het geval is bij gebruik van mobiele verbindingsposten. Aanvaardt men b.v. een signaal-ruisverhouding van 20 dB, dan heeft men volgens fig. 6 bij PCM en bij Diff PCM codewoorden van 3 bits nodig, dus een bitfrequentie van 24 kHz. Bij DM kan men echter met een bitfrequentie van 16 kHz volstaan.

Bij de zojuist genoemde getallen dient evenwel een belangrijke kanttekening te worden geplaatst. De stijgende signaal-ruisverhouding bij dalend signaalniveau maakt dat een zeer laag niveau van het ingangssignaal (of het ontbreken hiervan) gepaard gaat met een relatief sterke ruis (Engels: idle noise). Indien hiertegen geen maatregelen worden genomen, is een transmissiesysteem voor spraaksignalen dat aan de laatstgenoemde eisen voldoet, zonder meer toch niet bruikbaar. Op maatregelen die men kan nemen om de ruis bij zwakke signalen te verminderen, het gebruik van compressie en expansie, gaan wij in het volgende hoofdstuk nader in.

Aanpassing van het coderingssysteem aan het signaal

Bij het overbrengen van signalen streeft men in het algemeen naar een zo groot mogelijke signaal-ruisverhouding en een minimale bandbreedte. Bij digitale transmissiesystemen betekent dit laatste een zo laag mogelijke bitfrequentie. Bij dit optimaliseringsprobleem dienen de in aanmerking komende systemen te zamen te worden beschouwd met de eigenschappen van het signaal en met de perceptie-eigenschappen van de luisteraar. Speciale aandacht verdienen hierbij het spectrum van het signaal en de dynamiek (de sterktevariaties) ervan.

Met betrekking tot het *spectrum* dient uiteraard de bandbreedte van het coderingssysteem voldoende groot te zijn om alle van belang zijnde componenten van het signaal te kunnen overbrengen. Wij vermeldden reeds dat hiertoe het aantal bemonsteringen per seconde ten minste twee maal de hoogste over te brengen frequentie moet zijn. In dit verband merken wij ook nog op dat de bandbreedte van de transmissieweg ten minste gelijk moet zijn aan de halve bitfrequentie [7].

Behalve de breedte is ook de vorm van het spectrum van het te coderen signaal van belang. Is het spectrum vlak, d.w.z. komen alle componenten gemiddeld met dezelfde sterkte voor [8], dan is het spectrum aangepast aan een uitsturingsgrens die onafhankelijk is van de frequentie, zoals bij PCM. In de meeste gevallen is dit echter niet zo en zijn aanpassingsmaatregelen nodig. Bij telefonie moeten *spraaksignalen* worden overgebracht in de frequentieband van 200 tot 3600 Hz en het gemiddelde spectrum hiervan heeft een maximum bij ongeveer 500 Hz. Bij stijgende frequentie vertonen de componenten een dalende amplitude (daling 8 à 10 dB per octaaf). In dit geval worden de mogelijkheden van PCM beter benut als men *egalisatie* van het spectrum toepast. Het signaal wordt dan aan de zender toegevoerd via een differentiërend netwerk, dat de componenten met hogere frequenties minder dempt dan die met lagere frequenties (men noemt dit

[4] W. R. Bennett, Spectra of quantized signals, Bell Syst. tech. J. **27**, 446-472, 1948; B. Smith, Instantaneous companding of quantized signals, Bell Syst. tech. J. **36**, 653-709, 1957.

[5] E. N. Protonotarios, Slope overload noise in differential pulse code modulation systems, Bell Syst. tech. J. **46**, 2119-2161, 1967.

[6] F. de Jager, Delta modulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code, Philips Res. Repts. **7**, 442-466, 1952.

[7] Zie b.v. E. Hölzler en H. Holzwarth, Theorie und Technik der Pulsmodulation, Springer, Berlijn 1957, blz. 114 e.v.

[8] Dit is bij sommige soorten elektronische muziek het geval.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

pre-emphasis). Bij de ontvanger wordt een integrerend netwerk gebruikt (de-emphasis, zie *fig. 7*). De totale transmissiekarakteristiek is dan weer vlak. Bij een geschikte dimensionering van de egalisatienetwerken komen de eigenschappen van dit geheel vrijwel overeen met die van differentiële puls-codemodulatie. Men duidt daarom PCM met egalisatie eveneens aan met DiffPCM.

Door het gebruik van pre- en de-emphasis wordt de signaal-ruisverhouding verbeterd, en wel doordat in de ontvanger, behalve het signaal, ook de ruis het de-emphasis-netwerk doorloopt en dus ook hierin de componenten met hogere frequenties worden onderdrukt. Berekeningen hebben aangetoond dat ook bij een PCM-systeem met egalisatie formule (3) en kromme *b* in fig. 6 kunnen worden toegepast.

Terzijde merken we nog op dat bij PCM pre-emphasis ook kan worden verkregen met een schakeling waarbij een decodeerder en een *integrerend netwerk* zijn opgenomen in een terugkoppellus (*fig. 8*). Hierbij is de signaal-ruisverhouding ongeveer 1,5 dB groter dan volgt uit formule (3) [2].

Geheel anders dan bij PCM is de situatie bij DM, waar, immers de uitsturingskarakteristiek niet vlak is; bij lage frequenties is een grotere amplitude toelaatbaar dan bij hoge. Hierdoor is DM van nature min of meer aangepast aan de vorm van het gemiddelde spraakspectrum. Moeten echter met DM signalen worden overgebracht waarin alle componenten uit het spectrum gemiddeld even sterk zijn, dan kan men het coderingssysteem hieraan aanpassen, dus de uitsturingskarakteristiek vlak maken, door vóór de codeerder een integrerend netwerk te schakelen. In de ontvanger moet dan uiteraard een differentiërend netwerk worden gebruikt (*fig. 9*). Een dergelijk geheel noemt men een systeem voor *sigma-deltamodulatie* (ΣDM). Het feit dat hierbij in de ontvanger ook de ruis het differentiërende netwerk doorloopt, en dus de componenten met hogere frequenties sterker worden weergegeven, veroorzaakt een verkleining van de signaal-ruisverhouding. Psofometrisch gemeten [9] blijkt deze vermindering 7 dB te bedragen. Voor de transmissie van spraak is ΣDM dus niet gunstig.

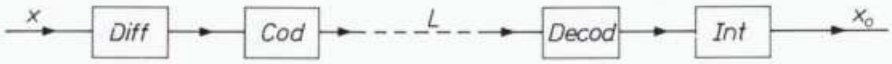


Fig. 7. PCM met egalisatie. Door voor de codeerder *Cod* een differentiërend netwerk *Diff* te schakelen (pre-emphasis) en achter de decodeerder *Decod* een integrerend netwerk *Int* (de-emphasis), kan men bij het overbrengen van een spraaksignaal verbetering van de signaal-ruisverhouding bereiken. Het te coderen spraaksignaal is weer aangeduid met x, het gedecodeerd uitgangssignaal met x_o. L is de transmissieweg.

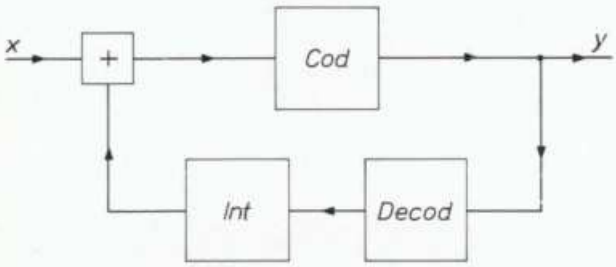


Fig. 8. Bij codemodulatie kan men pre-emphasis ook verkrijgen door het gebruik van een terugkoppellus waarin een decodeerder *Decod* en een integrerend netwerk *Int* zijn opgenomen.

Compansie

Doordat de signaal-ruisverhouding evenredig is met het signaalniveau, kunnen grote niveauvariaties in het over te brengen signaal, zoals bij telefoonverbindingen altijd optreden, de verstaanbaarheid zeer ongunstig beïnvloeden. Tot de middelen die men in de techniek der analoge signaaloverbrenging gebruikt om de invloed van niveauvariaties te verminderen, behoren *companders*, waaraan reeds eerder in dit tijdschrift een artikel werd gewijd [10]. Men schakelt dan vóór de zender een *compressor*, die de niveauvariaties verkleint en achter de ontvanger een *expander*, die de variaties weer tot hun oorspronkelijke waarde terugbrengt. De werking van de combinatie van een compressor en een expander wordt in het volgende aangeduid als *compansie*.

Dit principe kan men uiteraard ook toepassen bij digitale signaaltransmissie. Men kan immers vóór de codeerder een compressor en na de decodeerder een expander gebruiken. Het is hier echter ook mogelijk om de compressie en expansie op een andere manier tot stand te brengen. Men behoeft nl. niet, zoals hierboven stilzwijgend werd aangenomen, de quantiseringsniveaus op onderling gelijke afstanden te nemen (*uniforme quantisering*, UQ), maar men kan niveaus gebruiken op onderling verschillende afstanden (*niet-uniforme quantisering*, NUQ). Deze afstanden worden dan groter wanneer de ogenblikswaarde van de modulatiegraad groter wordt, dus bij PCM als de ogenblikswaarde van het signaal stijgt en bij DM als de tijdsafgeleide van het signaal toeneemt.

Bij een andere methode wordt wèl uniforme quantisering gebruikt, maar met een variabele quantiseringseenheid. Deze eenheid hangt dan af van de gemiddelde waarde van de modulatiegraad over een

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

zekere tijd. Bij het door ons uitgewerkte systeem wordt de grootte van de quantiseringseenheid geregeld door het pulspatroon van het gecodeerde signaal. Wij spreken daarom van *digitaal geregelde compansie*. Wij zullen aantonen dat speciaal bij DM deze vorm van compansie grote voordelen biedt t.o.v. NUQ.

Puls-codemodulatie met niet-uniforme quantisering

Zoals reeds vermeld, is bij PCM met NUQ de onderlinge afstand van de quantiseringsniveaus afhankelijk van de ogenblikswaarde van het te coderen signaal. Men duidt dit compansiesysteem daarom wel aan als *momentele compansie* (Engels: instantaneous companding). Is het signaal zwak, dan liggen de quantiseringsniveaus op kleine afstanden, bij grote signaalwaarden liggen de niveaus verder uiteen. In codeerder en decodeerder moeten de afstanden uiteraard exact overeenkomen.

De onderlinge afstanden van de quantiseringsniveaus kunnen op verschillende manieren worden gekozen. Een vaak gebruikt systeem is in *fig. 11* geïllustreerd. In dit vereenvoudigde voorbeeld is gedacht aan een unipolair signaal dat wordt overgebracht met codewoorden van vier bits. Er worden dus 2^4, of wel 16, discrete signaalniveaus gebruikt. Deze zijn verdeeld in 4 groepen, I t/m IV, die ieder 4 niveaus omvatten. In de eerste twee groepen vindt nog geen compressie plaats en zijn de afstanden tussen de niveaus even groot; we noemen thans deze afstand de quantiseringseenheid. In de derde groep zijn de niveau-afstanden twee eenheden en in de laatste groep vier eenheden groot.

Omdat nu de niveau-afstanden in elk van de vier gebieden constant zijn, is de compressiekarakteristiek (fig. 11) samengesteld uit rechte gedeelten en men spreekt van een systeem met *gebroken compansie* (Engels: piecewise linear coding). In ieder codewoord geven nu de eerste twee bits aan in welk van de vier lineaire gebieden de desbetreffende gequantiseerde spanningswaarde ligt; de laatste twee bits zijn een

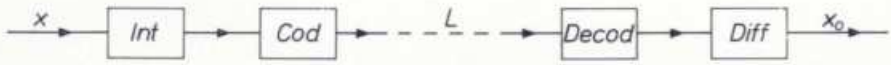


Fig. 9. Door het gebruik van een integrerend netwerk *Int* vóór de codeerder *Cod* en een differentiërend netwerk *Diff* achter de decodeerder *Decod* kan men een transmissiesysteem met DM aanpassen aan signalen waarin alle componenten uit het spectrum even sterk kunnen zijn (sigma-deltamodulatie).

Bij analoge signaaloverbrenging zou men ook momentele compansie kunnen toepassen en wel door het signaal aan de zender toe te voeren via een element met een gekromde karakteristiek (compressie-karakteristiek), zoals b.v. is voorgesteld in *fig. 10a*. In de ontvanger moet men dan een element met een complementaire karakteristiek (expansie-karakteristiek, fig. 10*b*) gebruiken. In de praktijk bestaan hiertegen echter bezwaren. In de zender worden dan nl. hogere harmonischen van het signaal gevormd. Deze worden weliswaar in de ontvanger gecompenseerd, maar hiertoe moeten de hogere harmonischen exact worden overgebracht, wat een grotere bandbreedte nodig maakt. Omdat het bij het toepassen van compressie en expansie bij PCM en DM niet nodig is de bemonsteringsfrequentie te verhogen, geldt het bovengenoemde bezwaar hierbij niet. (Wèl vermindert een dergelijk compansiesysteem de nauwkeurigheid waarmee de signalen worden overgebracht.)

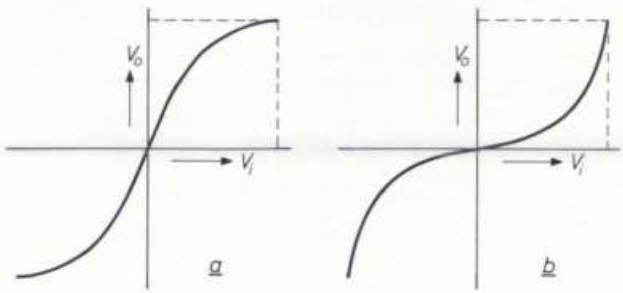


Fig. 10. Bij analoge signaaltransmissie kan men momentele compansie bereiken door het signaal in de zender een element te laten passeren met een gekromde karakteristiek (*a*). V_i ingangssignaal, V_o uitgangssignaal. In de ontvanger moet dan een element met een complementaire karakteristiek (*b*) worden gebruikt. Een bezwaar hiervan is dat een grotere bandbreedte nodig is dan bij transmissie van het signaal zonder compansie.

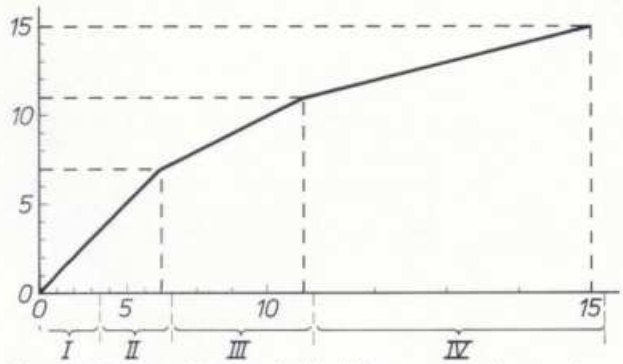


Fig. 11. Compressiekarakteristiek bij een eenvoudig geval van gebroken compansie (piecewise linear coding) met codewoorden van 4 bits. Horizontaal zijn op een willekeurige schaal de 16 discrete signaalniveaus aangegeven waarop wordt gequantiseerd. Deze zijn verdeeld in 4 groepen, I . . . IV, van 4 niveaus. De afstanden van deze niveaus zijn resp. 1, 1, 2 en 4 quantiseringseenheden. Verticaal op lineaire schaal de codewoorden, genummerd 0 . . . 15, waarin de quantiseringsniveaus worden gecodeerd.

[9] D.i. gemeten via een filter waarvan de dempingskarakteristiek overeenkomt met de standaard-oorgevoeligheidskromme.

[10] J. A. Greefkes, P. J. van Gerwen en F. de Jager, Companders met hoge graad van compressie der niveauvariaties op telefonieverbindingen, Philips techn. T. **26**, 116-127, 1964/65.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

nadere aanduiding voor de plaats in ieder van de gebieden. *Fig. 12* toont een voorbeeld van een op deze wijze gequantiseerd en gecodeerd signaal.

Bij gebroken compansie zijn de kleinste stapjes kleiner dan die welke men zou gebruiken als men hetzelfde signaal met eenzelfde aantal discrete signaalniveaus uniform zou quantiseren. Kleine signalen worden dan ook nauwkeuriger weergegeven dan met UQ. Om met een zelfde aantal niveaus uit te komen moet men echter bij grote ogenblikswaarde van het signaal bij gebroken compansie grotere afstanden gebruiken dan bij UQ; de nauwkeurigheid is dan kleiner dan met UQ.

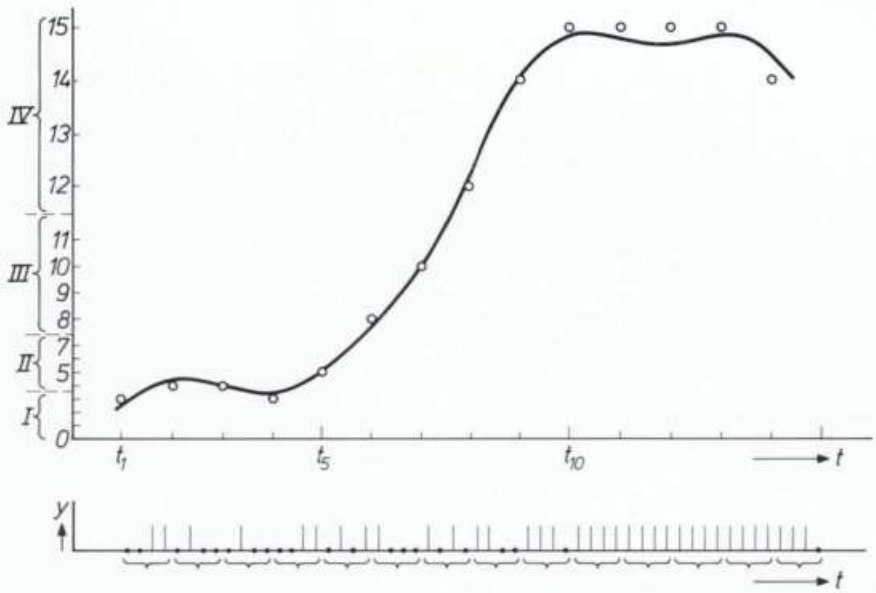


Fig. 12. Quantisering en codering van een signaal bij PCM met codewoorden van 4 bits met toepassing van gebroken compansie met een compressiekarakteristiek volgens fig. 11. Verticaal 0 . . . 15 de quantiseringsniveaus; horizontaal t_1 enz. de bemonsteringsmomenten. De discrete waarden waarop de ogenblikswaarde van het signaal bij iedere bemonstering wordt afgerond, zijn weer aangeduid met cirkeltjes. Men verkrijgt nu bij een laag niveau een grotere nauwkeurigheid en een betere signaal-ruisverhouding dan met uniforme quantisering. Bij een hoog signaalniveau is echter uniforme quantisering in het voordeel. Langs de onderste tijdschaal is weer het bitpatroon uitgezet. De codewoorden zijn met accolades aangeduid.

Door het feit dat de niveau-afstanden met de ogenblikswaarde van het signaal veranderen, varieert ook de quantiseringsruis met het signaal. Men spreekt dan van *modulatieruis*. De kleinere stapjes bij kleine signalen maken ook dat bij NUQ de quantiseringsruis kleiner is dan bij UQ. Zijn in het bovengenoemde eenvoudige voorbeeld, met codewoorden van 4 bits, de signalen zo klein dat alleen de kleinste stapjes worden gebruikt, dan is de winst in signaal-ruisverhouding een factor 4 (6 dB). Hier staat echter een ongeveer even groot verlies in signaal-ruisverhouding bij volle uitsturing van de codeerder tegenover.

Doordat bij gebruik van NUQ een laag signaalniveau gepaard gaat met een grotere nauwkeurigheid en een geringere ruis, wordt een verbetering bereikt in de verstaanbaarheid van overgebrachte spraaksignalen. Deze winst wordt groter dan hierboven berekend, als het aantal discrete signaalniveaus groter is dan 16 (dus de codewoorden uit meer dan 4 bits bestaan). Als voorbeeld beschouwen wij nog het systeem dat is aanbevolen door het „Comité Consultatif International de Télégraphie et Téléphonie" (CCITT) [11]. Hierbij wordt een wisselspanning overgebracht met codewoorden van 8 bits, waarvan 1 bit wordt gebruikt om de polariteit aan te geven en 7 bits om de grootte van het signaal te quantiseren. Voor dit laatste zijn dan 2^7, dus 128, niveaus beschikbaar (er zijn dus 127 niveau-afstanden). De niveaus worden ingedeeld in 8 lineaire gebieden, ieder 16 niveaus omvattend. In de eerste twee gebieden zijn de niveau-afstanden weer even groot (één quantiseringseenheid) en in de volgende gebieden worden de afstanden telkens met een factor 2 vergroot. De grootste afstanden zijn zodoende 64 eenheden groot.

Zoals men gemakkelijk inziet, geven in dit geval drie bits van ieder codewoord het lineaire gebied aan, terwijl vier bits een nadere indeling van ieder gebied vormen. De signaalwaarde bij volle uitsturing is dan $31\times1 + 16\times2 + 16\times4 + \ldots + 16\times64 = 2047$ maal de quantiseringseenheid. Deze eenheid is dus 2047/127, d.i. ongeveer 16 maal zo klein als die welke men bij uniforme quantisering in hetzelfde aantal niveaus zou gebruiken. Bij signalen die zo klein zijn dat uitsluitend de kleinste stapjes worden gebruikt, is zodoende de winst in signaal-ruisverhouding t.o.v. UQ een factor 16^2 (24 dB). Bij volle uitsturing van deze

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

codeerder worden gedurende een groot deel van de tijd de grootste stapjes gebruikt (nl. zolang de ogenblikswaarde van het ingangssignaal groter is dan de helft van de maximale waarde). Er treedt dan een verlies in signaal-ruisverhouding op t.o.v. uniforme quantisering. Men kan aantonen dat dit verlies bij het overbrengen van een onregelmatig verlopend signaal (waarvoor men weer een met ruis in frequentie gemoduleerd signaal in een smalle frequentieband kan nemen) 10 dB bedraagt. In *fig. 13* is met de kromme *a* voor deze vorm van gebroken compansie de signaal-ruisverhouding uitgezet als functie van de signaalsterkte, beide op een relatieve schaal. Ter vergelijking is ook de lijn *c* getekend, die geldt voor uniforme quantisering. Als uitgangspunt (0 dB) is genomen de signaal-ruisverhouding $(S/N)_{max}$ die in fig. 6 is aangegeven, dus die met UQ optreedt bij volle uitsturing van de codeerder (signaalsterkte x_m). De verbetering in signaal-ruisverhouding die bij PCM bij lagere signaalniveaus niet-uniforme quantisering kan worden verkregen, is te horen door vergelijking van de demonstraties *a* en *b* van groep II op de grammofoonplaat.

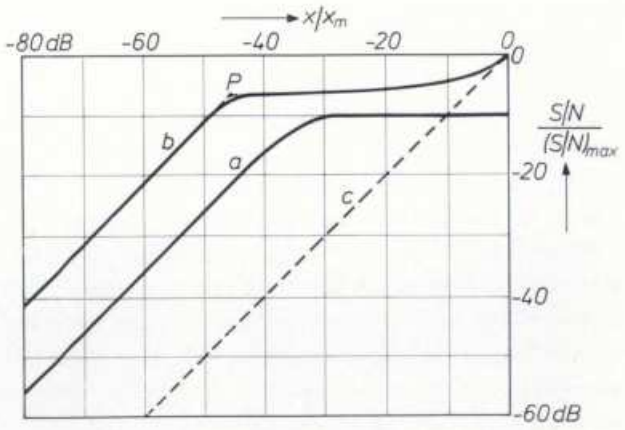


Fig. 13. Signaal-ruisverhouding S/N als functie van de sterkte van een signaal x (800 Hz, in frequentie gemoduleerd met ruis), beide op relatieve schaal. Als uitgangspunt (0 dB) is genomen de signaal-ruisverhouding $(S/N)_{max}$ die optreedt bij volle uitsturing (signaal x_m) van een codeerder voor uniforme quantisering. Kromme *a*: niet-uniforme quantisering (momentele compansie); de verhouding van de grootste tot de kleinste onderlinge afstanden van de quantiseringsniveaus is hierbij 64. Kromme *b*: digitaal geregelde compansie; de verhouding van de grootste tot de kleinste waarde van de quantiseringseenheid is hier 100. Kromme *c*: uniforme quantisering: hierbij bestaat een lineair verband tussen signaalsterkte en signaal-ruisverhouding.

Deltamodulatie met niet-uniforme quantisering

Ook bij deltamodulatie kan men NUQ toepassen. Omdat hier niet de grootte van het signaal maar de *tijdsafgeleide* ervan de modulatiegraad bepaalt, is het gebruikelijk om grote stappen te gebruiken als deze afgeleide groot is en kleine stappen bij een kleine waarde van de afgeleide. Een dergelijke vorm van compansie is b.v. uitgewerkt door Winkler [12]. Hierbij worden opeenvolgende in dezelfde richting genomen stappen telkens met een factor twee vergroot. Wisselen de stappen van richting, dan worden ze telkens met een factor twee verkleind. Uitgezonderd zijn hierbij twee gelijkgerichte stappen onmiddellijk na het omkeren van richting; deze zijn nl. even groot (*fig. 14*). Voor de grootte bestaat uiteraard ook hier een boven- en een ondergrens. Het zal duidelijk zijn dat nu de grote stappen worden gebruikt als gedurende een min of meer „lange" tijd de tijdsafgeleide van het signaal weinig verschilt van de maximale waarde ervan; voor een sinusvormig signaal betekent dit dat het produkt van amplitude en frequentie groot is.

Ook nu zijn weer de kleinste stappen kleiner en de grootste stappen groter dan bij uniforme quantisering. Dit betekent ook hier winst in signaal-ruisverhouding bij een laag signaalniveau en verlies bij een hoog signaalniveau. Kiest men bij PCM en bij DM de verhouding van de grootste tot de kleinste stappen gelijk, dan vallen de krommen die op relatieve schalen de signaal-ruisverhouding weergeven als functie van de signaalsterkte, voor PCM en DM vrijwel samen.

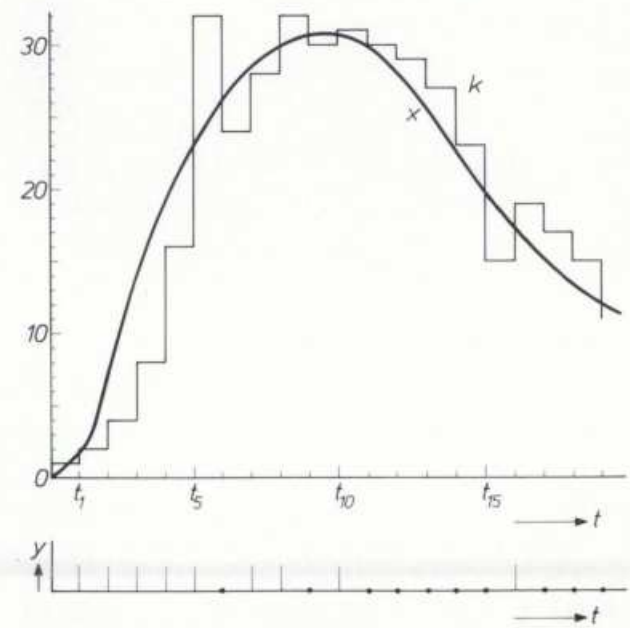


Fig. 14. Voorbeeld van deltamodulatie met niet-uniforme quantisering volgens Winkler [12]. Worden opeenvolgende stappen in dezelfde richting genomen, dan wordt iedere volgende stap met een factor twee vergroot. Bij opeenvolgende stappen in tegengestelde richting worden zij telkens met een factor twee verkleind. (Uitgezonderd zijn hierbij twee gelijkgerichte stappen onmiddellijk na het omkeren van richting; deze zijn even groot.) Verticaal zijn de equidistante quantiseringsniveaus uitgezet. x over te brengen signaal, k benaderingssignaal, beide als functie van de tijd t; t_1 enz. bemonsteringsmomenten. Langs de onderste tijdschaal is weer het uitgezonden bitpatroon uitgezet.

[11] Document WP 33/XV, No. 20 E of the CCITT report of the meeting of studygroup XV, Genève, Febr. 7-11, 1966.
[12] M. R. Winkler, High information delta modulation, IEEE Int. Conv. Rec. **11**, no. 8, 260-265, 1963.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Geregelde compansie

Bij de transmissie van analoge signalen maakt men vaak gebruik van een compansiesysteem waarbij de mate van compressie en expansie wordt geregeld met een reactietijd van ongeveer 30 ms, zodat deze de dynamische variaties binnen een syllabe niet kan volgen. Men duidt dit systeem daarom aan als „syllabic companding". Past men zo'n regeling toe bij digitale signalen, dan kan men de compressie en expansie tot stand brengen door variatie van de grootte van de quantiseringseenheid. De afstanden der quantiseringsniveaus zijn dan dus wel onderling gelijk, maar de grootte ervan is een functie van de tijd.

Om het overgebrachte signaal weer volkomen in zijn oorspronkelijke vorm te brengen, moet het regelen van de quantiseringseenheid in codeerder en decodeerder gelijktijdig en exact op dezelfde manier geschieden. Men kan hiertoe een *hulpsignaal* gebruiken, zoals ook wordt gedaan bij companders met een hoge graad van compressie [10]. Voorbeelden van dergelijke systemen gecombineerd met deltamodulatie zijn continue deltamodulatie [13] en tweekanaalsdeltamodulatie [14]. Het hulpsignaal moet zeer getrouw van de zender naar de ontvanger worden overgebracht, wat in de praktijk moeilijk is. Een hulpsignaal is niet nodig bij het door ons uitgewerkte systeem, dat wij zullen aanduiden als *digitaal geregelde compansie*. Hierbij wordt de grootte van de quantiseringseenheid afgeleid uit het bitpatroon, en wel uit de *gemiddelde waarde* van de modulatiegraad gedurende een zekere tijd. Voor deze tijd hebben wij 5 ms gekozen, zulks in overeenstemming met het proefondervindelijk gebleken feit dat dan de kwaliteit van de overgebrachte spraaksignalen beter is dan met de bovengenoemde 30 ms. (Zie hiervoor ook het onder [13] aangehaalde artikel.) Doordat het bitpatroon in zender en ontvanger exact hetzelfde is, kan men bereiken dat de variaties in grootte van de quantiseringseenheid in zender en ontvanger nauwkeurig gelijk zijn.

Digitaal geregelde compansie

Het principeschema van een systeem met digitaal geregelde compansie (vaak aangeduid als „digitally controlled code modulation", DCDM) is getekend in *fig. 15*. Dit schema geldt zowel voor PCM als voor DM. In de zender wordt een uniforme codeerder *UC* gebruikt en in de ontvanger een uniforme decodeerder *UD*. De quantiseringseenheid q wordt gevarieerd door regelspanningen die worden geleverd door de modulatieniveau-analysators *MLA*. Deze worden gestuurd door het digitale signaal y. (Op de desbetreffende schakeling gaan wij aanstonds nader in.) De grootte van q is nu een functie van y, dus ook van het ingangssignaal x. Zou q evenredig zijn met x, dan zou y, en dus ook de modulatiegraad, onafhankelijk zijn van x. Deze ideale toestand is in de praktijk niet te verwezenlijken, doch wordt bij het door ons ontwikkelde systeem benaderd.

Zijn de beide analysators *MLA* gelijk, dan is ook de grootte van q in codeerder en decodeerder gelijk; het uitgangssignaal x_o is dan gelijk aan het ingangssignaal x.

Wil men de modulatiegraad, dus de mate van compressie, meten, dan kan men dit doen door het digitale signaal toe te voeren aan een decodeerder die werkt met een constante quantiseringseenheid. Men zou hiertoe b.v. van de decodeerder *UD* de quantiseringseenheid constant gelijk kunnen houden aan q_m, de maximale waarde van q. In dit geval is x_o een maat voor de modulatiegraad.

De modulatieniveau-analysator

Het verband tussen de quantiseringseenheid en het digitale signaal kan men op vele manieren kiezen. Voor de modulatieniveau-analysator zijn dan ook verschillende typen mogelijk. Wij bespreken hier een door ons gebruikte schakeling die bij experimenten

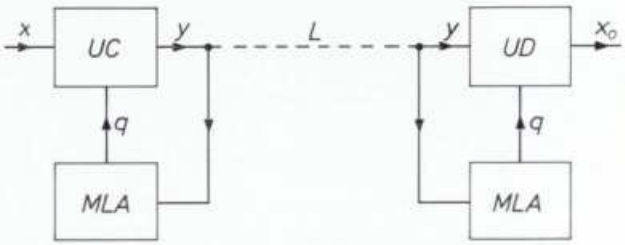


Fig. 15. Principeschema van een zender en een ontvanger voor codemodulatie (PCM of DM) met digitaal geregelde compansie. *UC* uniforme codeerder. *UD* uniforme decodeerder. *MLA* modulatieniveau-analysators, die het verband vastleggen tussen het digitale signaal y en de grootte q van de quantiseringseenheid van *UC* en van *UD*. x over te brengen signaal. x_o ontvangen en gedecodeerd signaal.

goed heeft voldaan. Het principe is weergegeven in *fig. 16*. De werking komt hierop neer dat uit het bitpatroon wordt vastgesteld hoe vaak in een bepaald tijdsinterval de modulatiegraad een bepaalde waarde overschrijdt, voor welke waarde wij $\frac{1}{2}$ gekozen hebben. Hiertoe wordt het digitale signaal y (zie ook fig. 15) toegevoerd aan de *drempelschakeling Th*, die een spanning V levert aan het integrerende netwerk *Int*, waarvan de tijdconstante 5 ms is. Zolang de modulatiegraad α groter is dan $\frac{1}{2}$, heeft V een bepaalde waarde, V_0. Wordt α kleiner dan $\frac{1}{2}$, dan wordt V nul. *Int* levert een regelspanning V_e, die met de gemiddelde waarde van α varieert tussen nul en een bepaalde maximale waarde V_{em}. De spanning V_e stuurt de amplitudemodulator *AM*, die de quantiseringseenheid q instelt tussen nul en de maximale waarde q_m. Is het ingangssignaal zeer klein, dan bereikt α bij geen enkele

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bemonstering de waarde $\frac{1}{2}$. Dientengevolge zou q nul worden. Om dit te voorkomen wordt aan AM, behalve de regelspanning V_c nog een constante kleine spanning δV_{cm} toegevoerd ($\delta \approx 0{,}01$). Deze laatste spanning bepaalt dus de kleinste waarde van q.

Met betrekking tot de quantiseringsruis merken wij allereerst op dat deze, evenals bij NUQ, met de sterkte van het signaal varieert en dus het karakter van modulatieruis heeft. Er is echter aan het toepassen van geregelde compansie een belangrijk voordeel verbonden. Bij momentele compansie gaat, zoals wij zagen, de winst in signaal-ruisverhouding die bij kleine signalen wordt verkregen, gepaard met een verlies bij grote signalen, en wel doordat het gebruik van kleinere niveau-afstanden bij kleine ogenblikswaarden van het signaal de noodzaak meebrengt van grotere afstanden bij grote ogenblikswaarden. De hiermede gepaard gaande grotere quantiseringsruis maakt dat men bij de keuze van de verhouding tussen grootste en kleinste niveau-afstanden beperkt is.

Bij geregelde compansie daarentegen heeft men de mogelijkheid om bij volle uitsturing van de codeerder

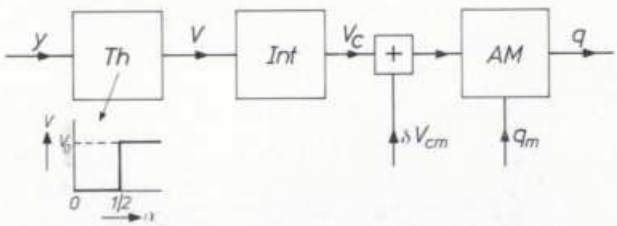


Fig. 16. Principeschema van een modulatieniveau-analysator. *Th* drempelschakeling; de uitgangsspanning V is gelijk aan een vaste waarde V_0 zolang de modulatiegraad α groter is dan $\frac{1}{2}$. Is α kleiner dan $\frac{1}{2}$, dan is V nul. *Int* integrerend netwerk dat een regelspanning V_c levert, variërend tussen 0 en V_{cm}. Deze regelspanning wordt, te zamen met een constante spanning δV_{cm}, toegevoerd aan de amplitudemodulator AM, waarmee de grootte q van de quantiseringseenheid wordt gevarieerd. q_m maximale waarde van deze eenheid.

($\alpha = 1$) dezelfde quantiseringseenheid te gebruiken als bij uniforme codering. Er treedt dan geen verlies in signaal-ruisverhouding bij hoog signaalniveau op. Daalt het signaalniveau, dan wordt de quantiseringseenheid kleiner en men kan het systeem zodanig uitvoeren dat de signaal-ruisverhouding dan slechts weinig afneemt. Hierdoor is de signaal-ruisverhouding *bij alle signaalniveaus* groter dan met uniforme quantisering. Wij kunnen dit quantitatief illustreren door een sinusvormig signaal $a = A \sin \omega t$ te beschouwen met een zo lage frequentie dat een vrij groot aantal bemonsteringen per periode plaatsvindt. Als dit signaal de maximaal toelaatbare grootte heeft ($x/x_m = 1$, dus 0 dB), is a gedurende $\frac{2}{3}$ van iedere periode groter dan $\frac{1}{2}A$, wat voor PCM betekent: $\alpha > \frac{1}{2}$. Gedurende een even groot deel van de periode is ook $|da/dt|$ groter dan $\frac{1}{2}A\omega$, wat voor DM betekent: $\alpha > \frac{1}{2}$. Het systeem is nu zodanig ingericht dat de quantiseringseenheid dan de grootte heeft die hij ook bij uniforme quantisering gehad zou hebben. De signaal-ruisverhouding S/N is dan gelijk aan $(S/N)_{max}$, de waarde die zou optreden bij volle uitsturing van een uniforme codeerder.

Wordt het signaalniveau nu lager, dan neemt het aantal bemonsteringen met $\alpha > \frac{1}{2}$ af. Na verloop van een tijd die ten minste enkele malen 5 ms is, stelt zich dan een nieuw evenwicht in met een kleinere quantiseringseenheid. Hierbij is het aantal bemonsteringen waarvoor α groter is dan $\frac{1}{2}$, weer toegenomen, doch dit aantal blijft iets kleiner dan bij de vorige evenwichtstoestand. De niveau-afstanden dalen zodoende slechts weinig minder dan evenredig met het signaalniveau, waardoor ook de signaal-ruisverhouding slechts weinig daalt. In fig. 13 geeft kromme b de signaal-ruisverhouding voor geregelde compansie, en wel voor het door ons uitgewerkte systeem, waarbij de kleinste waarde van de quantiseringseenheid 1/100 is van de grootste waarde ervan. De kleinste waarde wordt gebruikt als het signaalniveau zover is gedaald dat juist geen bemonsteringen met $\alpha > \frac{1}{2}$ meer optreden. Zou de quantiseringseenheid q een constante grootte hebben, dan zou α juist kleiner dan $\frac{1}{2}$ blijven als de amplitude van een sinusvormig signaal de helft zou zijn van die bij volle uitsturing. Door de verkleining van q treedt echter de genoemde toestand pas op als de amplitude nog 100 maal kleiner is geworden, dus 200 maal zo klein is als bij volle uitsturing. Het signaalniveau is dan -46 dB. Hierbij is de signaal-ruisverhouding t.o.v. die bij volle uitsturing met een factor 4 (6 dB) gedaald. Deze theoretische situatie is in fig. 13 met het punt P weergegeven.

Wordt het signaal nog kleiner, dan blijft q constant; de signaal-ruisverhouding blijft dan steeds een factor 100^2 (40 dB) groter dan bij uniforme quantisering (zie het linker gedeelte van kromme b). De verbetering in transmissiekwaliteit die met NUQ en met geregelde compansie is te bereiken, blijkt duidelijk uit de demonstraties in de groepen II en III op de grammofoonplaat.

De werking van de drempelschakeling

Bij de behandeling van de geregelde compansie hebben wij geen onderscheid gemaakt tussen PCM en DM. Inderdaad kan men het beschreven principe in beide gevallen toepassen en daarbij schakelingen gebruiken die grotendeels gelijk zijn. Het enige verschil tussen

[13] J. A. Greefkes en F. de Jager, Continuous delta modulation, Philips Res. Repts. **23**, 233-246, 1968.

[14] J. A. Greefkes en K. Riemens, Ned. octrooi 6616294 (Stelsel voor signaaloverdracht met pulsdeltamodulatie, alsmede daarbij toe te passen zenders en ontvangers), ingediend 22 november 1966.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

PCM en DM is gelegen in de inrichting van de drempelschakeling (*Th* in fig. 16), die bij iedere bemonstering uit het digitale pulspatroon moet afleiden of de ogenblikswaarde van de modulatiegraad de waarde $\frac{1}{2}$ al of niet overschrijdt.

Een PCM-systeem waarbij digitaal geregelde compansie wordt toegepast, duidt men vaak aan als een DCPCM-systeem (digitally controlled pulse code modulation). De modulatiegraad overschrijdt hierbij de waarde $\frac{1}{2}$ als het ingangssignaal groter is dan de waarde waarbij de codeerder volledig wordt uitgestuurd, wat in de codewoorden tot uiting komt door het aanwezig zijn van de meest significante bit. In dit geval kan men als detector b.v. de binaire teller *BC* uit fig. 2 gebruiken. Telkens als deze teller een volledig codewoord heeft opgenomen, bevindt de meest significante bit zich in een vast element. De stand van de desbetreffende wipschakeling kan dan worden gebruikt voor het sturen van een schakeling die de spanning *V* in- of uitschakelt.

Past men digitaal geregelde compansie toe bij deltamodulatie, dan is de ogenblikswaarde van de modulatiegraad afhankelijk van de tijdsafgeleide van het signaal, en moet dus de drempelschakeling detecteren of deze afgeleide groter is dan de helft van de waarde die maximaal kan worden overgebracht. Ook dit komt tot uiting in het pulspatroon. De modulatiegraad overschrijdt immers de waarde $\frac{1}{2}$ als meer dan drie opeenvolgende bits dezelfde waarde hebben. Als detector hiervoor kan men een schuifregister van 4 elementen gebruiken, zoals in *fig. 17* is aangeduid met SR_1. De uitgangen van de elementen worden dan aangesloten aan een EN-poort en hetzelfde geschiedt met de geïnverteerde uitgangen. De beide EN-poorten zijn aangesloten op een OF-poort OR_1. Wordt nu aan de ingang van SR_1 het digitale signaal *y* toegevoerd, dan geeft één der EN-poorten, en dientengevolge ook de OF-poort, een spanning „1" als alle vier de wipschakelingen in de stand „1" of in de stand „0" staan. Zodra een tegengestelde bit het register binnenkomt, slaat een der EN-poorten om, en OR_1 dus ook. De schakeling detecteert derhalve zowel positieve als negatieve afgeleiden.

Het schuifregister SR_1 veroorzaakt een zekere vertraging in de reactie van de drempelschakeling. Het gelijk zijn van 4 of meer opeenvolgende bits wordt immers pas door de schakeling gesignaleerd als de vierde aan de ingangsklem verschijnt. Het einde van een dergelijke reeks wordt echter direct waargenomen zodra een reeks gelijke bits wordt onderbroken door een tegengestelde bit (immers dan bevat het schuifregister SR_1 geen vier gelijke bits meer). De tijd gedurende welke OR_1 signaleert dat de modulatiegraad ten minste $\frac{1}{2}$ is, zou dus steeds drie bitperiodes korter zijn dan de desbetreffende reeks gelijke bits. Dientengevolge treedt telkens na een dergelijke reeks een „dode tijd" op van 3 bitperiodes. Voor het vaststellen van de modulatiegraad gaan dus telkens als de afgeleide van het signaal van teken verandert, drie bits verloren, waardoor bij hoge signaalfrequenties de modulatiegraad niet goed kan worden vastgesteld. Om dit bezwaar te ondervangen is het schuifregister SR_2 toegevoegd [15]. De uitgangen van de hiertoe behorende wipschakelingen, benevens die van OR_1, zijn aangesloten op een tweede OF-poort, OR_2. Zoals men gemakkelijk inziet, is nu de uitgangsspanning V_{o2} van OR_2 gelijk aan de uitgangsspanning V_{o1} van OR_1, met dien verstande dat in V_{o2} het omslaan van „1" naar „0" pas drie bitperiodes later door V_{o2} wordt overgenomen. De laatstgenoemde

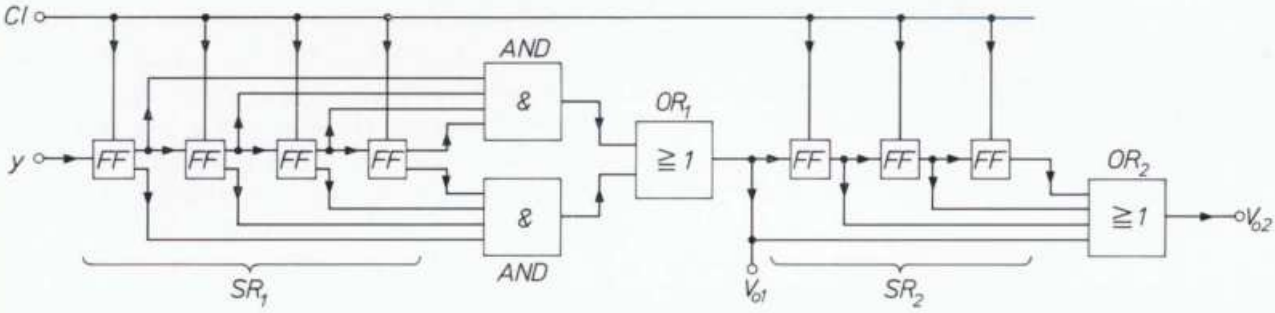


Fig. 17. Blokschema van een drempelschakeling voor deltamodulatie. SR_1 en SR_2 schuifregisters. *FF* de elementen hiervan. *AND* EN-poorten. OR_1 en OR_2 OF-poorten. *y* digitaal ingangssignaal. *Cl* kloksignaal. De uitgangsspanning V_{o2} van OR_2 heeft nu de waarde „1" gedurende tijden die even lang zijn als reeksen van meer dan drie gelijke bits in *y*, zulks in tegenstelling tot het uitgangssignaal V_{o1} van OR_1, waarin telkens na een reeks gelijke bits een dode tijd van 3 bits optreedt (zie ook fig. 18).

[15] J. W. Glasbergen, J. A. Greefkes, A. W. M. van den Enden en F. de Jager, Ned. octrooi 6803992 (Overdrachtsinrichting voor spraakoverdracht met pulsdeltamodulatie, alsmede daarbij toe te passen zenders en ontvangers), ingediend 21 maart 1968.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

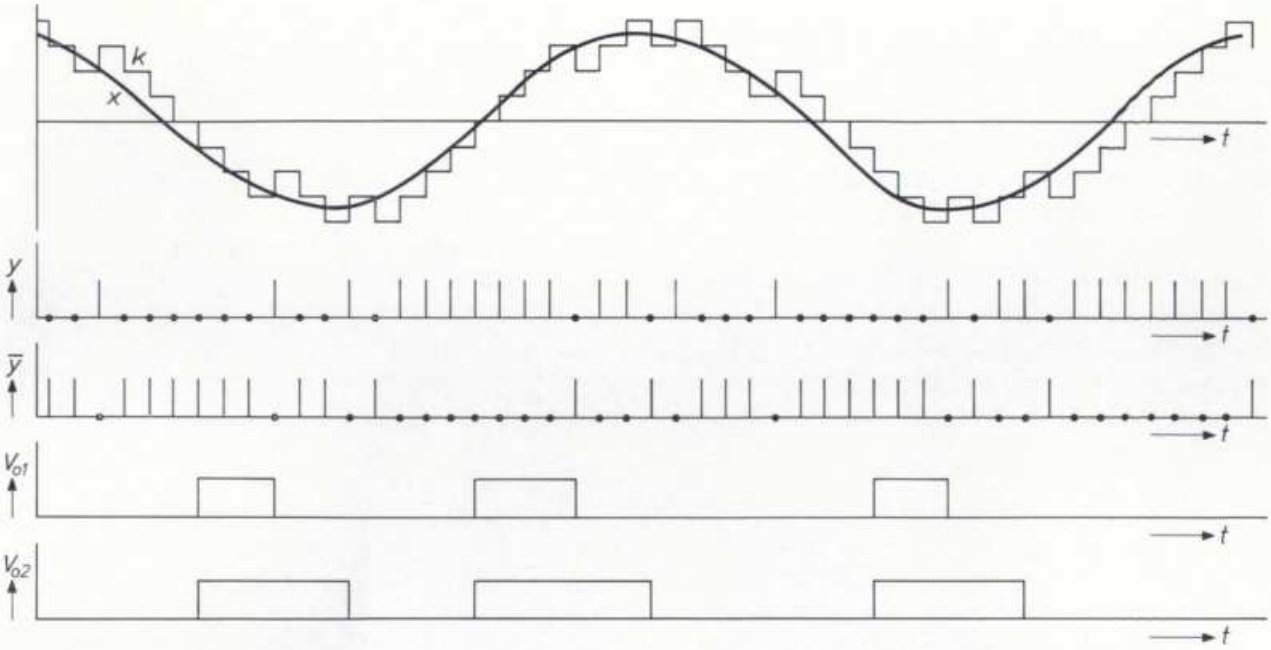
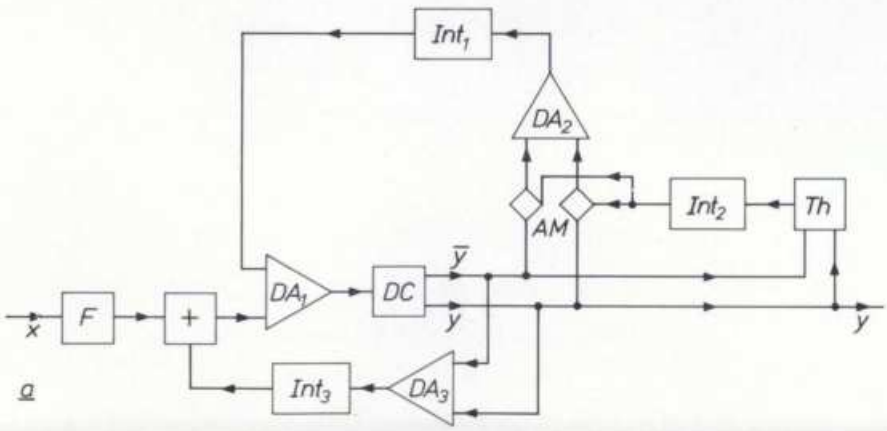


Fig. 18. Illustratie van de werking van een modulatiegraad-analysator voor deltamodulatie volgens het blokschema van fig. 17. x over te brengen signaal. k trapvormig benaderingssignaal. y bitpatroon waarin k is gecodeerd. $\bar{y}$ geïnverteerd bitpatroon. V_{o1} uitgangssignaal van de OF-poort OR_1. V_{o2} uitgangssignaal van de OF-poort OR_2. Dit laatste signaal is een maat voor de tijdsduur van reeksen van meer dan drie gelijke bits.

spanning is zodoende „1" gedurende tijden die even lang zijn als de binnenkomende reeksen van meer dan drie gelijke bits. Dit is geïllustreerd in *fig. 18*, waarin zijn voorgesteld een te coderen signaal x, het gequantiseerde signaal k, het bitpatroon y en het geïnverteerde bitpatroon $\bar{y}$. Verder zijn de uitgangsspanningen V_{o1} en V_{o2} van de OF-poorten OR_1 en OR_2 in de figuur weergegeven.

Fig. 19a toont het blokschema van een door ons ontwikkelde codeerder voor DM met digitaal geregelde compansie (in vroegere publikaties aangeduid als *digitally controlled delta modulation*, DCDM). Zoals uit een vergelijking met fig. 4 blijkt, is nu behalve de bij uniforme quantisering gebruikte terugkoppellus nog een tweede terugkoppellus aanwezig, gevormd door de modulatieniveau-analysator (*Th*, Int_2 en *AM*).



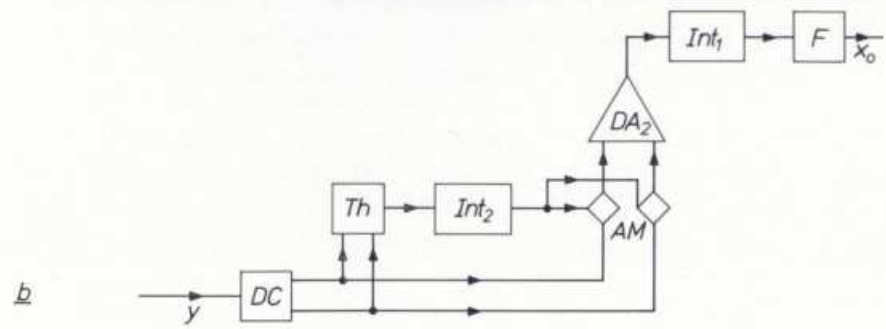


Fig. 19. *a*) Blokschema van een codeerder voor deltamodulatie met digitaal geregelde compansie (DCDM). De modulatieniveau-analysator, gevormd door de drempelschakeling *Th*, het integrerende netwerk Int_2 en de amplitudemodulators *AM*, vormen nu een tweede tegenkoppellus, naast die welke door DA_2 en Int_1 wordt gevormd (zie ook fig. 4). Een derde lus, gevormd door de verschilversterker DA_3 en het integrerende netwerk Int_3, stabiliseert een eventuele asymmetrie in de verschilversterker DA_1. *F* laagdoorlatend filter. *b*) Blokschema van een decodeerder. Deze is uit dezelfde basisschakelingen opgebouwd als de codeerder.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Bij DM met uniforme quantisering (fig. 4) heeft de terugkoppeling een stabiliserende werking op de schakeling. Een eventuele asymmetrie in de verschilversterker DA_1 doet een verschil ontstaan tussen het gemiddelde aantal positieve en negatieve pulsen dat aan het integrerende netwerk Int_1 wordt toegevoerd. Dit netwerk levert dan een gelijkspanning die de symmetrie in de verschilversterker herstelt. Gebruikt men geregelde compressie met een grote compressiegraad, dan is deze stabiliserende werking bij zwakke signalen vrijwel afwezig doordat de aan Int_1 toegevoerde pulsen dan zeer klein zijn. Met het oog

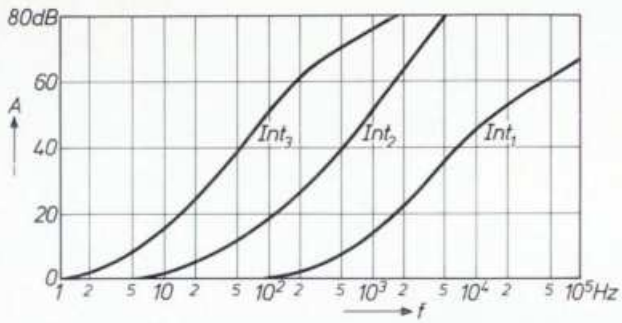


Fig. 20. Dempingskarakteristieken van de netwerken Int_1, Int_2 en Int_3, zoals gebruikt in een codeerder en een decodeerder voor DCDM volgens de blokschema's van fig. 19.

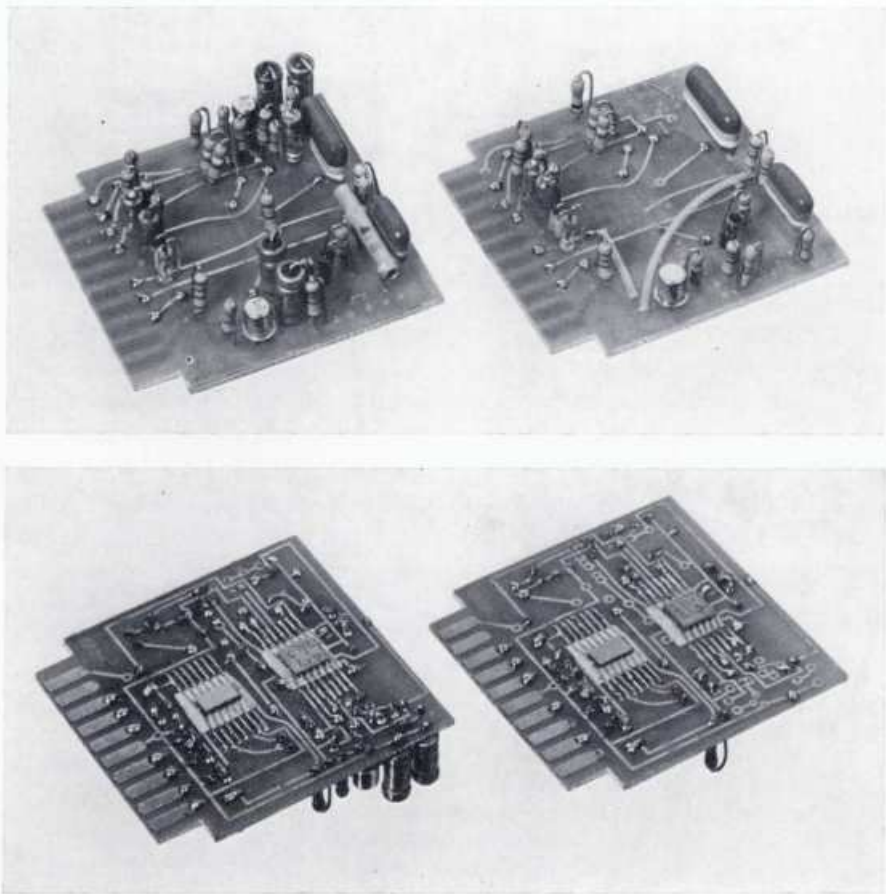


Fig. 21. Praktisch uitgevoerde schakeling van een codeerder (*links*) en een decodeerder (*rechts*) voor DCDM volgens de blokschema's van fig. 19. Met uitzondering van de integrerende netwerken is het geheel als geïntegreerde schakeling uitgevoerd, waarbij voor de kristalplaatjes slechts twee verschillende typen nodig zijn.

hierop is de schakeling uitgebreid met een derde terugkoppellus, die eveneens bestaat uit een verschilversterker en een integrerend netwerk (DA_3 resp. Int_3). Daar de pulsen die DA_3 ontvangt rechtstreeks van *DC* komen, worden zij niet kleiner bij een laag signaalniveau. De hierboven genoemde stabiliserende werking is dan weer bereikt.

Doordat het uitgangssignaal van Int_3 te zamen met het over te brengen signaal aan de verschilversterker DA_1 wordt toegevoerd, bestaat er gevaar dat de derde terugkoppellus invloed op het signaal uitoefent. Om dit te voorkomen moet Int_3 een vrij grote tijdcontstante hebben. De dempingskarakteristieken van de netwerken Int_1, Int_2 en Int_3, zoals die door ons zijn gebruikt, zijn weergegeven in *fig. 20*. (Die van Int_1 komt ook reeds voor in fig. 5.)

Fig. 19*b* is het blokschema van een *decodeerder* voor DM-signalen met geregelde compansie. De basisschakelingen hiervan zijn gelijk aan die van de codeerder. Hierdoor kan men de zender en de ontvanger op

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

eenvoudige wijze opbouwen met behulp van geïntegreerde schakelingen, waarvan dan slechts twee typen nodig zijn, nl. een voor het analoge deel van de schakeling en een voor het digitale deel. Alleen de integrerende netwerken Int_1, Int_2 en Int_3 komen hierop niet voor. *Fig. 21* toont een codeerder en een decodeerder die op deze manier zijn samengesteld. Bij elk hiervan is van ieder type kristalschakeling („chip") een exemplaar gebruikt.

Vergelijking met de andere companssiesystemen

Om ons een beeld te vormen van de verbetering in signaal-ruisverhouding die met digitale compansie, zowel bij PCM als bij DM, is te bereiken, moeten wij de *absolute waarde* van deze verhouding voor de verschillende systemen onderling vergelijken. We kunnen de hiertoe nodige gegevens afleiden uit de figuren 6 en 13. In *fig. 22*, *23* en *24* zijn enige resultaten van een dergelijke vergelijking weergegeven. In fig. 22 is de signaal-ruisverhouding uitgezet als functie van het signaalniveau bij een bitfrequentie van 56 kHz. De krommen *a* en *b* hebben betrekking op PCM resp. met niet-uniforme quantisering (PCM-NUQ) en met geregelde compansie (DCPCM). In feite komen deze krommen overeen met de krommen *a* en *b* van fig. 13 (waar evenwel een relatieve verticale schaal werd gebruikt). Zoals ook reeds uit de laatstgenoemde figuur blijkt, geeft geregelde compansie een grotere signaal-ruisverhouding dan NUQ. Een verdere verbetering van 4,5 dB ontstaat bij gebruik van DiffPCM met geregelde compansie (DiffPCM) (kromme *c*), welk systeem hier iets in het voordeel is t.o.v. DM (eveneens met geregelde compansie, DCDM, kromme *d*).

In fig. 22 ziet men verder nog een lijn *e* die de eis weergeeft die door de CCITT aan de signaal-ruisverhouding wordt gesteld voor een goede telefoonverbinding. We zien dat bij deze hoge bitfrequentie alle systemen ruimschoots aan deze eis voldoen. Bij een lagere bitfrequentie is dit niet steeds het geval, zoals blijkt uit fig. 23. Deze geldt voor een bitfrequentie van 32 kHz. De krommen *a* t/m *d* hebben hier betrekking op dezelfde systemen als de overeenkomstige krommen in fig. 22. We zien dat nu alleen DCDM nog aan de CCITT-eis voldoet.

Gaan we over tot een nog lagere bitfrequentie, nl. 16 kHz, dan krijgen we een beeld zoals is voorgesteld in fig. 24. Hierin zijn alleen de krommen getekend voor de twee beste systemen, DiffPCM en DCDM. Blijkbaar voldoet nu geen enkel systeem meer aan de eis voor een goede telefoonverbinding. In de praktijk is echter gebleken dat met DCDM bij een dergelijke lage bitfrequentie een verstaanbare verbinding nog wel mogelijk is.

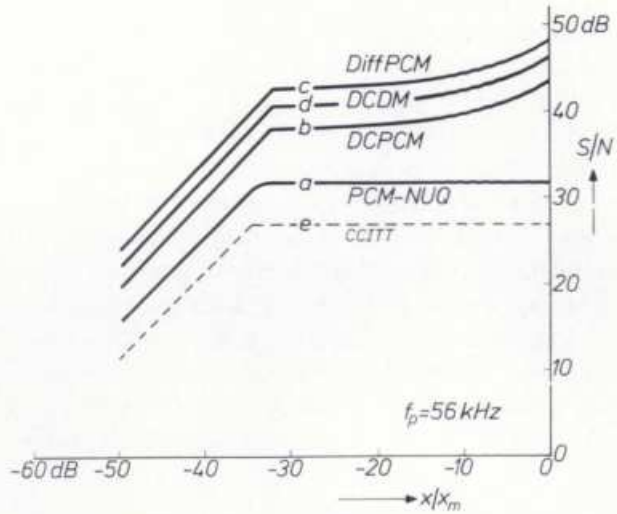


Fig. 22. Signaal-ruisverhouding S/N aan de uitgang van de decodeerder als functie van het signaalniveau x/x_m, voor vier transmissiesystemen. Bitfrequentie 56 kHz. Kromme *a*: PCM met gebroken compansie. Kromme *b*: PCM met geregelde compansie. Kromme *c*: differentiële PCM met geregelde compansie. Kromme *d*: deltamodulatie met digitaal geregelde compansie (DCDM). De kromme *e* geeft de CCITT-eis weer voor een goede telefoonverbinding. Bij deze hoge bitfrequentie voldoen alle voorgestelde systemen ruimschoots aan deze eis.

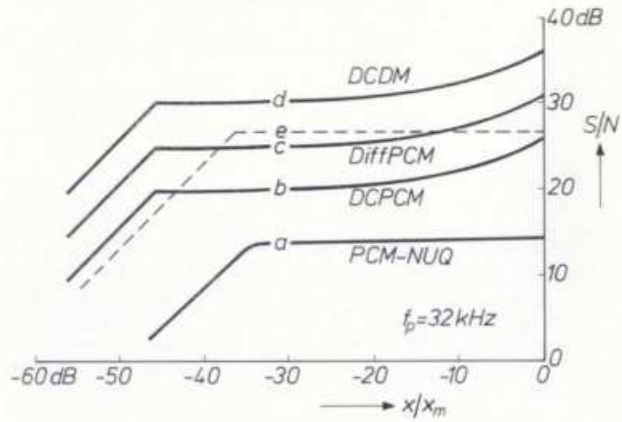


Fig. 23. Signaal-ruisverhouding S/N als functie van het signaalniveau x/x_m, bij een bitfrequentie van 32 kHz. De krommen *a* . . .*d* gelden voor dezelfde systemen als de overeenkomstige krommen in fig. 22; *e* is weer de CCITT-eis. Bij deze bitfrequentie voldoet nu alleen DCDM nog aan de eis.

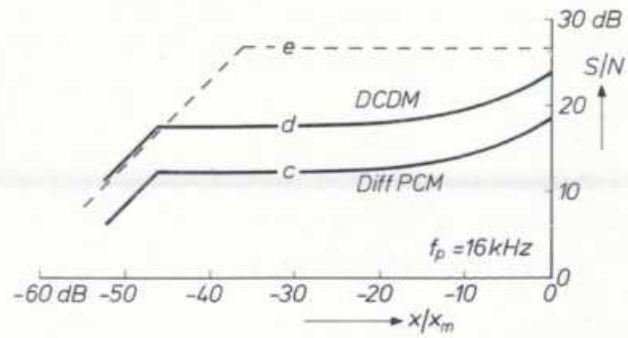


Fig. 24. Signaal-ruisverhouding S/N als functie van het signaalniveau x/x_m, bij een bitfrequentie van 16 kHz. De kromme *c* geldt weer voor differentiële PCM met geregelde compansie, de kromme *d* voor DCDM. De kromme *e* is weer de CCITT-eis voor een goede telefoonverbinding, aan welke eis geen van de systemen meer voldoet. Met DCDM is echter nog wel een verstaanbare verbinding mogelijk.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

De door berekening verkregen krommen in de laatste drie figuren blijken vrijwel overeen te komen met krommen die volgen uit metingen. Als illustratie hiervan zijn in *fig. 25* enige theoretisch bepaalde krommen voor DCDM vergeleken met de resultaten van metingen. De krommen *a*, *b* en *c* gelden resp. voor bitfrequenties van 40, 24 en 16 kHz. De belangrijkste afwijkingen tussen theorie en praktijk zijn aanwezig bij hoge signaalniveaus. Deze zijn niet te wijten aan de quantiseringsruis, doch aan vervorming van het signaal. In dit verband is het van belang erop te wijzen dat vervorming voor een telefoonverbinding veel minder hinderlijk is dan ruis; een vervorming van enkele procenten is in een spraaksignaal nauwelijks van belang.

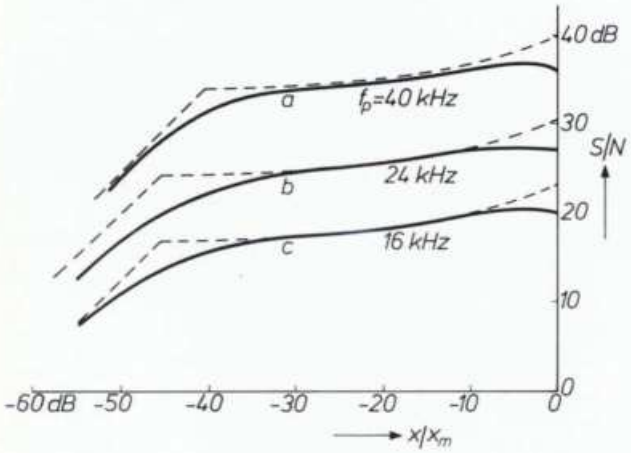


Fig. 25. Gemeten signaal-ruisverhouding S/N als functie van het signaalniveau x/x_m bij DCDM bij drie verschillende bitfrequenties (getrokken lijnen). Kromme *a*: bitfrequentie 40 kHz. Kromme *b*: bitfrequentie 24 kHz. Kromme *c*: bitfrequentie 16 kHz. De gestippelde lijnen geven de berekende waarden weer. De afwijking tussen de theoretische en praktische resultaten bij grote signalen (rechts) is te wijten aan vervorming van het signaal.

De invloed van storingen in de transmissieweg

Zoals reeds werd vermeld, is bij digitale signaaltransmissie de vervorming van het ontvangen signaal en de hierin voorkomende ruis nagenoeg onafhankelijk van de lengte van de transmissieweg en van de op deze weg geïntroduceerde storingen. Dit geldt natuurlijk niet als de ontvangen pulsen zo zwak zijn dat storingen in de transmissieweg fouten veroorzaken bij het regenereren van de pulsen op tussenstations en eindstation. Vooral radioverbindingen kunnen in dit opzicht moeilijkheden geven, b.v. door het optreden van fading [16].

Wordt een bepaald percentage van de bits foutief ontvangen, dan blijkt onder gelijke omstandigheden een PCM-signaal veel sterker te worden verminkt dan een DM-signaal. Heeft nl. bij PCM in een codewoord dat met een kleine ogenblikswaarde van het over te brengen signaal correspondeert, een significante bit ten onrechte de waarde 1, dan vertoont het gedecodeerde signaal een grote ongewenste spanningspiek (Engels: spike). Een afwijking van dezelfde grootte treedt op wanneer op een moment van grote ogenblikswaarde in een codewoord een significante bit door een storing ten onrechte de waarde 0 heeft. (Bij een hoog signaalniveau vallen dergelijke storingen natuurlijk minder op dan bij een laag signaalniveau.)

Bij DM hebben daarentegen storingen in het pulspatroon veel minder invloed op het gedecodeerde signaal. Bij het ontvangen van een foutieve bit maakt hier immers het signaal slechts één stap in de verkeerde richting.

Een tweede oorzaak waardoor bij een bepaald percentage foutieve bits DM minder wordt gestoord dan PCM, is gelegen in het feit dat bij een bepaalde bitfrequentie een PCM-signaal een veel lagere bemonsteringsfrequentie heeft dan een DM-signaal. Heeft men b.v. codewoorden van 7 bits en wordt 10% van de bits gestoord, dan worden bij PCM gemiddeld 52% van de bemonsteringen foutief ontvangen. Bij DM, waar iedere bit ook een bemonstering is, treden dan slechts fouten op in 10% van de bemonsteringen, wat uiteraard veel minder hinderlijk is.

Het toepassen van niet-uniforme codering doet de gevoeligheid voor storingen toenemen, zowel bij PCM als bij DM. In beide gevallen kan het nl. voorkomen dat bits worden gestoord die met grotere sprongen in het signaal corresponderen dan bij uniforme codering het geval zou zijn geweest.

Veel gunstiger is in dit opzicht het gebruik van geregelde compansie. De *gemiddelde* waarde van de modulatiegraad verandert nl. door het optreden van een aantal foutieve bits niet veel, vooral niet doordat in het algemeen de kans op het ten onrechte ontvangen van een puls even groot is als de kans dat er ten onrechte een niet wordt ontvangen. Bij het optreden van willekeurig in de tijd verdeelde storingen, zoals bij ruis het geval is, zal daarom de regelspanning weinig veranderen en dientengevolge worden door de aanwezigheid van ruis de niveau-afstanden niet extra vergroot. Ook hier is weer een belangrijk voordeel aan te wijzen van DM t.o.v. PCM. Een bemonstering met een modulatiegraad groter dan $\frac{1}{2}$ wordt bij DM nl. pas „waargenomen" als er ten minste vier gelijke bits zijn ontvangen. Op momenten waarop dergelijke reeksen niet optreden (zwakke passages en pauzes in het signaal), hebben foutief ontvangen bits geen invloed op de regelspanning, en dus evenmin op de grootte van de stappen. Op deze momenten zijn storingen dan ook bijna onhoorbaar. Bij PCM daarentegen heeft iedere foutieve bit die ten onrechte de modulatiegraad de waarde $\frac{1}{2}$ doet overschrijden, invloed op de regelspanning. Hierdoor is bij DM tijdens pauzes in het

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

signaal de gevoeligheid voor storingen veel kleiner dan bij PCM.

Door de kleinere gevoeligheid voor storingen geeft een DM-systeem met geregelde compansie bij transmissie van spraak nog een goede verstaanbaarheid als de storingskans van de bits zo groot is dat een verstaanbare verbinding met andere systemen niet mogelijk is. Enige resultaten van proeven die dit hebben aangetoond, zijn weergegeven in *fig. 26*. Deze proeven werden genomen met zg. logatomen (d.z. bepaalde eenlettergrepige woorden zonder betekenis). Voor een verbinding met DCDM is het percentage logatomen dat werd verstaan, uitgezet tegen het signaalniveau. De kromme *a* geldt bij een ruisniveau op de transmissieweg dat zo hoog is dat men kan

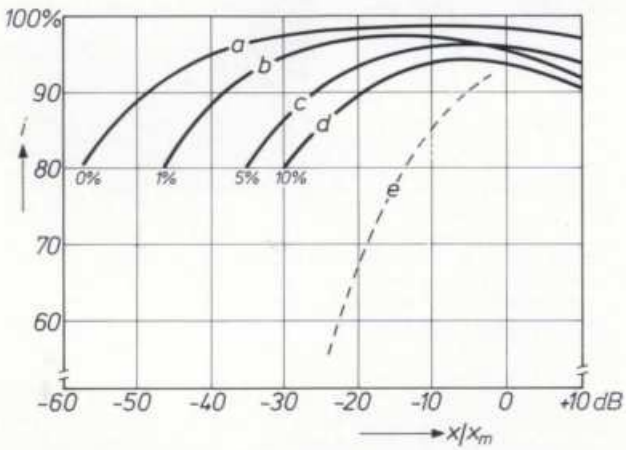


Fig. 26. Verstaanbaarheid van met DCDM overgebrachte spraak bij verschillende storingsniveaus bij een bitfrequentie van 20 kHz. De krommen hebben betrekking op experimenten met logatomen (d.z. éénlettergrepige woorden zonder betekenis). Uitgezet is *i*, het percentage logatomen dat werd verstaan, als functie van het relatieve signaalniveau x/x_m. De kromme *a* geldt voor een storingsniveau op de transmissieweg dat zo laag is dat alle bits foutloos worden ontvangen. De krommen *b*, *c* en *d* gelden bij hogere storingsniveaus. Dit is bij deze krommen zo hoog dat resp. 1%, 5% en 10% van de bits foutief wordt ontvangen. De kromme *e* heeft betrekking op een systeem met uniforme quantisering bij foutloze transmissie van de pulsen.

aannemen dat alle bits foutloos worden ontvangen. De krommen *b*, *c* en *d* werden verkregen met een ruisniveau dat t.o.v. de sterkte van de pulsen zo hoog was dat gemiddeld resp. 1%, 5% en 10% van de bits foutief werd ontvangen. Ter vergelijking is ook de kromme *d* getekend, die geldt voor uniforme quantisering en bij een zo laag ruisniveau dat alle bits goed worden ontvangen. Wij zien dat met DCDM, zelfs als 10% van de bits foutief wordt ontvangen, nog een veel betere verstaanbaarheid wordt bereikt dan met uniforme quantisering.

Dat met DCDM nog een verstaanbare ontvangst mogelijk is als het storingsniveau op de transmissieweg zo hoog is dat een verbinding met andere systemen niet kan worden onderhouden, wordt gedemonstreerd in groep IV op de grammofoonplaat. DCDM wordt hier vergeleken met het codemodulatiesysteem dat heden ten dage het meest wordt gebruikt, PCM met gebroken compansie.

Belangrijke bijdragen tot de ontwikkeling van het in dit artikel beschreven DCDM-systeem zijn geleverd door J. W. Glasbergen van P.T.I. te Hilversum, alsmede door ir. F. de Jager, A. W. M. van den Enden en H. P. J. Boudewijns van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

Grammofoonplaat

Op de bij dit artikel verkrijgbare grammofoonplaat [17] zijn een aantal demonstraties opgenomen waaruit men de kwaliteit kan vergelijken van de ontvangen en gedecodeerde signalen, overgebracht volgens enige van de besproken systemen. De demonstraties hebben alle betrekking op de transmissie van spraak voor telefonie; de frequentieband is daarom beperkt tot het gebied van 200 tot 3600 Hz.

De demonstraties, die in vier groepen zijn verdeeld, worden telkens voorafgegaan door een codesignaal van strepen en punten.

Groep I. Demonstratie van de quantiseringsruis bij deltamodulatie en van de verbetering die wordt bereikt door het toepassen van een dubbelintegrerend netwerk.

Bitfrequentie 40 kHz.

a – . Deltamodulatie met een enkelvoudig integrerend netwerk. Signaalniveau 0 dB [18].

b .. Het signaalniveau is verlaagd tot −20 dB. (De versterking na de decodeerder is met een zelfde factor vergroot.)

c ... Het ingangsniveau is weer −20 dB. Thans is echter in de terugkoppellus van de codeerder een dubbelintegrerend netwerk opgenomen volgens fig. 5. Men lette op de verbetering in de weergave van zwakke passages

Groep II. De invloed van compansie bij PCM met codewoorden van 5 bits.

Bitfrequentie 40 kHz.

a – – . PCM met uniforme codering. Signaalniveau −20 dB.

b .. PCM bij hetzelfde signaalniveau, nu met niet-uniforme quantisering. De verhouding van de grootste tot de kleinste afstanden van de quantiseringsniveaus is 20.

c ... Weer bij een signaalniveau van −20 dB, nu met geregelde compansie. De verhouding van de grootste tot de kleinste waarde van de quantiseringseenheid is 60.

[16] Voor gegevens betreffende het verband tussen de signaal-ruisverhouding en de waarschijnlijkheid van fouten bij de ontvangst van pulsen, zie W. R. Bennett en J. R. Davey, Data transmission, McGraw-Hill, New York 1965.

[17] Zie voor een aanvraagformulier het inlegvel met samenvattingen.

[18] Bij spraak en andere onregelmatig verlopende signalen spreekt men van volledige uitsturing (0 dB) als het desbetreffende niveau gemiddeld 3 maal per 10 seconden wordt overschreden.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

Groep III. De invloed van geregelde compansie bij DM.

Bitfrequentie 40 kHz.

a — — —. DM met dubbele integratie; signaalniveau −20 dB. Deze demonstratie, die gelijkwaardig is met (Ic), vergemakkelijkt de beoordeling van de beide volgende demonstraties.

b .. Idem, bij hetzelfde signaalniveau, nu met geregelde compansie (DCDM). De variatie in grootte van de quantiseringseenheid q bedraagt een factor 50.

c ... Bij dezelfde variatie van q kan het signaalniveau zelfs worden verlaagd tot −30 dB.

d .... Ter vergelijking: hetzelfde systeem bij volle uitsturing van de codeerder (0 dB).

Groep IV. Vergelijking van PCM-NUQ met DCDM met betrekking tot de gevoeligheid voor storingen op de transmissieweg.

Om de invloed van digitale fouten, speciaal als het aantal ervan klein is, beter te laten uitkomen, is voor beide systemen de relatief hoge bitfrequentie van 56 kHz gebruikt. Het signaalniveau is 0 dB (volle uitsturing van de codeerder).

a — — — —. PCM met gebroken compansie bij een verhouding van het signaal tot de ruis op de transmissieweg van 10 dB. Dit laatste houdt in dat gemiddeld $1^0/_{00}$ van de bits foutief wordt ontvangen.

b .. DCDM onder dezelfde omstandigheden.

c ... PCM met gebroken compansie bij een verhouding van het signaal tot de ruis op de transmissieweg van 7,5 dB. Hierbij wordt gemiddeld 1% van de bits gestoord.

d .... DCDM onder dezelfde omstandigheden.

Samenvatting. In dit artikel wordt eerst een overzicht gegeven van de belangrijkste codemodulatiesystemen, puls-codemodulatie (PCM) en deltamodulatie (DM). Voor de transmissie van spraak biedt DM voordelen t.o.v. PCM. Zo komt bij DM de uitsturingskarakteristiek vrijwel overeen met het gemiddelde spraakspectrum, waardoor geen egalisatie nodig is. Bij DM is geen synchronisatie van codewoorden nodig en behoeven aan de apparatuur niet zulke hoge eisen te worden gesteld als bij PCM. Verder kunnen bij DM in zender en ontvanger eenvoudiger filters worden toegepast dan bij PCM. Speciale aandacht wordt besteed aan de quantiseringsruis. Een zelfde signaal-ruisverhouding kan bij DM worden bereikt met een lagere bitfrequentie dan bij PCM. Bij telefonie wordt de kwaliteit van de overgebrachte signalen ongunstig beïnvloed door de dynamiek (sterktevariaties). Een belangrijke verbetering geeft in dit opzicht het gebruik van compressie en expansie (te zamen aangeduid als „compansie"). Bij gequantiseerde signalen kan men de compansie bewerkstelligen door de afstanden van de discrete signaalniveaus waarop wordt gequantiseerd onderling niet gelijk te maken (niet-uniforme quantisering, NUQ). Momenteel wordt veel toegepast PCM met NUQ, volgens een systeem waarbij de compressiekarakteristiek uit rechte delen bestaat (gebroken compansie, piecewise linear coding). Bij een andere methode wordt wèl uniforme quantisering toegepast, doch met een quantiseringseenheid die varieert met de gemiddelde waarde van de modulatiegraad over een zekere tijd. Door de auteurs is dit principe toegepast bij DM; de regelspanningen voor het variëren van de quantiseringseenheid worden hierbij afgeleid uit het bitpatroon (digitaal geregelde compansie, digitally controlled delta modulation, DCDM). Men kan met dit systeem een veel grotere signaal-ruisverhouding bereiken dan met PCM met gebroken compansie. Verder is een DCDM-systeem veel minder gevoelig voor storingen op de transmissiewg. Hierdoor kan men met DCDM nog een verstaanbare spraakverbinding onderhouden langs een weg waarop het ruisniveau zo hoog is dat andere systemen niet meer bruikbaar zijn. In zender en ontvanger voor DCDM worden gelijke basisschakelingen gebruikt. Men heeft hiervoor geïntegreerde schakelingen gemaakt, waarbij voor de kristalplaatjes („chips") slechts twee typen nodig waren.

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

Digitale toonopwekking voor een transponerend elektronisch klavierinstrument

N.V. Franssen en C.J. van der Peet

Het was op de 18e november van het jaar 1626, dat de Luikse ingenieur Jean Gallé en de orgelbouwer André Séverin voor een Luikse notaris verschenen om een contract op te maken, waarbij Jean Gallé zich verplichtte Séverin te leren

*„la façon de faire orgues positives, régales espinettes et clavis, lesquelles par son invention se pourront haulser et abaisser, s'accordantes à touts tons avec une harmonie meilleure qu'à l'ordinaire, pouvant commencer UT par tout l'octave, . . . " *)*

De vraag naar een transponerend — in toonhoogte verstembaar — klavierinstrument is dus al oud. Omtrent de bijzonderheden van Gallé's uitvinding tasten wij nagenoeg geheel in het duister. De auteurs van onderstaand artikel echter zijn erin geslaagd met elektronische middelen een transponerend klavierinstrument te creëren. De hierin toegepaste digitale schakelingen scheppen bovendien de mogelijkheid de stemming van het instrument op betrekkelijk eenvoudige wijze om te schakelen, zodat het de verschillende stemmingen die in de loop van de historie der muziek in zwang zijn geweest, onmiddellijk na elkaar kan laten horen. Hiervoor zal ongetwijfeld belangstelling bestaan bij instellingen voor muziekonderwijs. Deze en nog enige andere mogelijkheden van het door de auteurs gebouwde instrument worden gedemonstreerd op een bij dit artikel verkrijgbare grammofoonplaat.

Inleiding

De traditionele klavierinstrumenten — orgel, klavecimbel en piano — bezitten voor iedere toets één of meer pijpen of snaren, die op de juiste toonhoogte gestemd moeten worden. Is eenmaal het gehele instrument gestemd, dan liggen twee dingen vast: de toonhoogte van het instrument en het stelsel volgens hetwelk het gestemd is. Geen van beide kan gemakkelijk veranderd worden; de toonhoogte kan niet worden aangepast bij die van andere instrumenten waarmee men wil samenspelen, en de stemming — tegenwoordig altijd de evenredig zwevende stemming — kan bij het spelen van oude muziek niet worden aangepast bij de stemmingspraktijk van een vroeger tijdperk.

Wij hebben een digitaal procédé voor het opwekken van de toonfrequenties in een elektronisch klavierinstrument ontwikkeld dat aan dit instrument deze mogelijkheden wel geeft. Dit procédé leidt alle toonfrequenties van één oscillator af en door het verstemmen hiervan verandert de toonhoogte van het gehele instrument. De verstemming kan een klein bedrag zijn, voor aanpassing bij een ander instrument, of één of meer halve toonschreden, zodat de bespeler een stuk in een andere toonsoort kan spelen dan waarin het genoteerd staat, zonder dat hij het a vista behoeft te transponeren — iets waar slechts weinig spelers geroutineerd in zijn. Bovendien is de optelschakeling, waarin de toonfrequenties door sommatie van een aantal impulsreeksen met verschillende herhalingsfrequenties ontstaan, gemakkelijk omschakelbaar uit te voeren. Hiermee is de mogelijkheid gegeven van een instrument dat tussen verschillende stemmingsstelsels kan worden omgeschakeld. In de geschiedenis der muziek zijn namelijk achtereenvolgens verschillende stemmingsstelsels in zwang geweest en deze hebben de muzikale compositie in de desbetreffende tijdperken beïnvloed. Wij gaan, voordat we de schakeling voor het opwekken van de toonfrequenties behandelen, wat uitvoeriger op de geschiedenis van de muzikale stemming in.

Dr. ir. N.V. Franssen en C. J. van der Peet, medewerkers van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven. C. J. van der Peet is in januari 1970 overleden en heeft aan de voltooiing van dit artikel niet meer kunnen meewerken.

*) „hoe men orgels, positieven, regalen, spinetten en klavecimbels maakt, die door zijn uitvinding hoger en lager getransponeerd kunnen worden en daarbij op alle tonen een betere stemming dan gewoonlijk bezitten, zodat men overal in het octaaf met DO kan beginnen . . . "

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

Problemen bij de stemming van een klavierinstrument

De indruk die de samenklank van twee muzikale tonen op ons maakt, kan die van een consonant of van een dissonant zijn. De twee tonen consoneren als hun trillingsgetallen zich verhouden als twee eenvoudige gehele getallen. De meest volmaakte consonant is de samenklank van twee tonen met hetzelfde trillingsgetal; deze twee tonen versmelten voor het gehoor volledig met elkaar. Ook echter wanneer de ene toon het dubbele trillingsgetal van de andere heeft, is de versmelting van beide zo volledig dat men ze in de muziek zelfs met dezelfde letter aanduidt. Men kan van een afstand tussen beide tonen spreken, aanschouwelijk voorgesteld door de afstand tussen de bijbehorende toetsen van het klavier (*fig. 1*); deze afstand heet in de muziekleer een interval. Het interval tussen twee tonen waarvan de trillingsgetallen zich verhouden als 1 : 2, heet *octaaf*. Op het klavier is het octaaf (b.v. *c*-*c*^{1} in fig. 1) verdeeld in twaalf toonschreden, waarbij een gemakkelijk herkenbaar, historisch gegroeid toetsenpatroon behoort. Dit patroon herhaalt zich na elk octaaf. De trillingsgetallen van de tonen binnen het octaaf nu zijn afhankelijk van het stelsel volgens hetwelk het instrument gestemd is.

Stemming van Pythagoras

Het is volgens het getuigenis der Antieken de filosoof Pythagoras (6e eeuw v. Chr.) geweest die ontdekte, dat met de consonerende intervallen in de muziek snaarlengten corresponderen die zich verhouden als eenvoudige gehele getallen. Op zijn naam staat een stemmingsstelsel dat gebaseerd is op de *kwint*. De kwint is het interval tussen twee tonen waarvan de trillingsgetallen zich verhouden als 2 : 3; de kwint is ook een consonerend interval. De kwint van de toon *f* is de *c*, de kwint van de *c* is de *g* en zo vervolgens; gaat men van de *f* uit zes kwintschreden

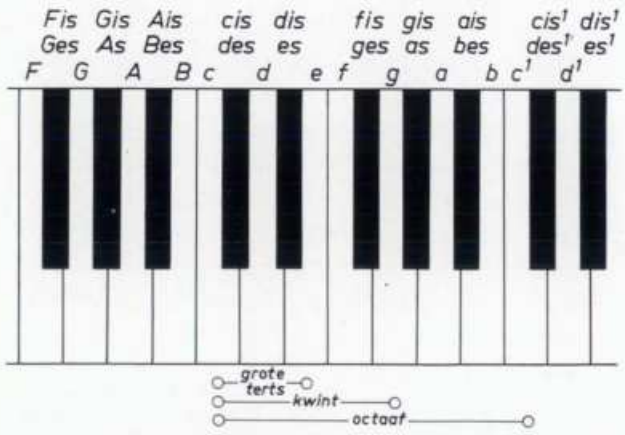


Fig. 1. Een gedeelte van het klavier met de namen der tonen. Onderaan zijn de drie intervallen grote terts, kwint en octaaf op de *c* aangegeven.

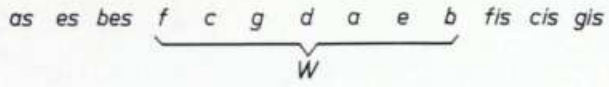


Fig. 2. In een reeks van twaalf, onderling telkens op een kwintafstand liggende tonen komen alle tonen van het klavier voor. *W* witte toetsen (ondertoetsen) van het klavier.

omhoog (zie *fig. 2*), dan verkrijgt men achtereenvolgens alle zeven tonen behorend bij de witte toetsen van het klavier. Dat deze tonen in verschillende octaven liggen, doet hier niet ter zake; men kan ze zich door transpositie over één of meer octaven alle naar hetzelfde octaaf verplaatst voorstellen. Breidt men de kwintenreeks nog verder naar boven en naar beneden uit, dan verkrijgt men ook de gealtereerde tonen (zwarte toetsen). Ten slotte komt men, naar boven en naar beneden gaande, bij dezelfde zwarte toets uit, in fig. 2 de *as*/*gis*. Het blijkt evenwel dat de *gis* in fig. 2 iets hoger is dan de *as*. Dit volgt onmiddellijk uit een berekening: de twaalf kwinten boven de *as* vertegenwoordigen een frequentieverhouding van $(^3/_2)^{12} \approx 129{,}74$, wat iets meer is dan de frequentieverhouding $2^7 = 128$ van zeven gehele octaven. De verhouding 129,74/128 heet het *komma van Pythagoras*.

En hiermee is een moeilijkheid duidelijk geworden: men kan een klavierinstrument niet zo stemmen dat alle kwintintervallen volgens de genoemde eenvoudige getalsverhouding of — zoals de musicus het uitdrukt — rein gestemd zijn. Eén kwint — in fig. 2 *cis-as* — zal vals moeten zijn om het stelsel sluitend te maken. Deze kwint heet in de traditie de „wolfskwint"; het zweven van dit interval deed denken aan het huilen van een wolf. Men zal op een volgens Pythagoras gestemd instrument geen stukken kunnen spelen waarin de samenklank van deze twee tonen veel voorkomt.

De verhoudingen van de trillingsgetallen der tonen tot het trillingsgetal van de *c* volgens de stemming van Pythagoras zijn gegeven in *tabel I*,1. Deze tabel geeft, evenals de volgende tabellen, deze verhoudingen ook in het tweetallig stelsel met het oog op de hierna te bespreken digitale schakelingen.

Reine stemming

Het belangrijkste consonerende interval na het octaaf en de kwint is de *grote terts*: frequentieverhouding 4 : 5. Grote tertsen zijn bij voorbeeld de intervallen *f*-*a*, *c*-*e* en *g*-*b*. In de stemming van Pythagoras worden deze intervallen afgeleid uit vier kwintschreden (fig. 2); zij hebben daardoor, teruggetransponeerd naar het octaaf van uitgang, de frequentieverhouding $(^3/_2)^4 : 2^2 \approx 1{,}2656$ in plaats van de consonerende verhouding $^5/_4 = 1{,}25$. Men zegt dat de Pythagorische terts een *syntonisch komma* te groot is;

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

hij is daardoor tamelijk dissonant en „hard" van karakter.

Wenst men, naast reine octaven en kwinten, ook reine tertsen in een muziekinstrument, dan kan men een aantal in de muziek veel gebruikte tertsintervallen, bij voorbeeld de bovengenoemde en de terts *d-fis*, rein stemmen. In *fig. 3* is dit schematisch weergegeven door de *a*, *e*, *b* en *fis* boven de *f*, *c*, *g* en *d* te schrijven. De

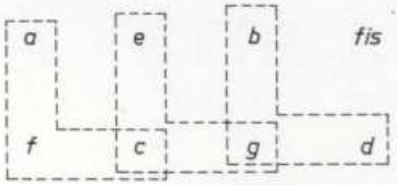


Fig. 3. Neemt men voor de intervallen *f-c*, *c-g* en *g-d* reine kwinten en voor de intervallen *f-a*, *c-e*, *g-b* en *d-fis* reine grote tertsen, dan verkrijgt men de reine drieklanken *f-a-c*, *c-e-g* en *g-b-d*, in de figuur door kaders omsloten.

drie tonen die in fig. 3 binnen één kader staan, b.v. *f-a-c*, vormen een zg. grote drieklank; deze is dan rein gestemd en heeft de frequentieverhoudingen 4 : 5 : 6. De reine grote drieklank is zeer welluidend; men kan echter slechts een beperkt aantal drieklanken rein stemmen. Men kan bij voorbeeld niet, naast de drieklanken op *f*, *c* en *g* uit fig. 3, ook de drieklank *d-fis-a* op *d* rein stemmen. De *a* is immers reeds vastgelegd als grote terts van *f*, en de kwint *d-a* is dus een syntonisch komma kleiner dan een reine kwint.

In fig. 3 zijn reeds acht van de twaalf tonen vastgelegd. De overige vier, alle behorend bij zwarte toetsen, kunnen nu als reine grote tertsen ten opzichte van de reeds vastgelegde tonen gestemd worden. Er zijn daarbij verscheidene mogelijkheden; de *gis* bij voorbeeld kan als grote terts boven de *e* gestemd worden of (met de naam *as*) als grote terts onder de *c*. De trillingsgetallen zijn in beide gevallen verschillend en verhouden zich als 1,5625 : 1,6000. In *fig. 4* is één van de mogelijkheden om tot een volledige reine

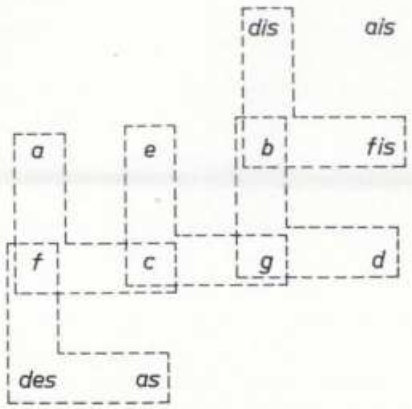


Fig. 4. Een van de mogelijke reine stemmingen van het klavier. De tonen naast elkaar liggen op een onderlinge afstand van een reine kwint, de tonen boven elkaar op een afstand van een reine grote terts. De vijf reine drieklanken zijn door kaders omsloten.

Tabel I. Verhoudingen van de frequenties der twaalf tonen in het octaaf tot de frequentie van de *c*.

1. Stemming van Pythagoras			2. Reine stemming			3. Middentoonstemming			4. Stemming volgens Werckmeister			5. Evenredig zwevende stemming		
	decimaal	binair		decimaal	binair		decimaal	binair		decimaal	binair		decimaal	binair
c	2,0000	10,0000000000	c	2,0000	10,0000000000	c	2,0000	10,0000000000	c	2,0000	10,0000000000	c	2,0000	10,0000000000
b	1,8984	1,1110011000	b	1,8750	1,1110000000	b	1,8692	1,1101111010	b	1,8792	1,1110000100	b	1,8878	1,1110001101
bes	1,7778	1,1100011100	ais	1,7578	1,1100001000	bes	1,7889	1,1100101000	ais	1,7778	1,1100011100	ais	1,7818	1,1100100001
a	1,6875	1,1011000000	a	1,6667	1,1010101011	a	1,6719	1,1010110000	a	1,6704	1,1010101111	a	1,6818	1,1010111010
as	1,5802	1,1000111001	as	1,6000	1,1001100110	as	1,5000	1,1001100110	gis	1,5803	1,1001010010	gis	1,5874	1,1001011010
g	1,5000	1,1000000000	g	1,5000	1,1000000000	g	1,4954	1,0111111011	g	1,4949	1,0111111011	g	1,4983	1,0111111110
fis	1,4238	1,0110110010	fis	1,4063	1,0110100000	fis	1,3976	1,0110010111	fis	1,4047	1,0110011110	fis	1,4142	1,0110101000
f	1,3333	1,0101010101	f	1,3333	1,0101010101	f	1,3375	1,0101011010	f	1,3333	1,0101010101	f	1,3348	1,0101010111
e	1,2656	1,0100010000	e	1,2500	1,0100000000	e	1,2500	1,0100000000	e	1,2528	1,0100000011	e	1,2599	1,0100001010
es	1,1852	1,0010101101	dis	1,1719	1,0010110000	es	1,1963	1,0011001001	dis	1,1852	1,0010111110	dis	1,1892	1,0011000010
d	1,1250	1,0010000000	d	1,1250	1,0010000000	d	1,1181	1,0001111001	d	1,1174	1,0001111000	d	1,1225	1,0001111101
cis	1,0679	1,0001000110	des	1,0667	1,0001000100	cis	1,0450	1,0000101110	cis	1,0535	1,0000110111	cis	1,0595	1,0000111101
c	1,0000	1,0000000000	c	1,0000	1,0000000000	c	1,0000	1,0000000000	c	1,0000	1,0000000000	c	1,0000	1,0000000000

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

stemming te komen aangegeven; de vijf reine grote drieklanken zijn in kaders geplaatst. In tabel I,2 zijn de bijbehorende frequentieverhoudingen gegeven. De zeven niet-reine grote drieklanken zijn vaak zeer dissonant; men kan op een rein gestemd instrument in feite slechts in één toonsoort spelen.

Een bijzonderheid van het in fig. 4 aangegeven reine stelsel is, dat de vier intervallen *f-dis*, *c-ais*, *des-b* en *as-fis* de frequentieverhouding 4 : 7 zeer dicht benaderen (de frequentieverhouding is 4 : 7,03). Dit betekent, dat zij een bijna zuivere zevende harmonische laten horen of wel, in muzikale termen gesproken, een reine *kleine septime*.

Middentoonstemming

De reine stemming biedt weliswaar het voordeel van een aantal absoluut zuivere intervallen, de volledige onmogelijkheid van een overgang tijdens het spel naar andere toonsoorten beperkt echter de toepassing in niet geringe mate. De Pythagorische stemming liet een beperkte mogelijkheid hiertoe vrij door uit te gaan van zoveel mogelijk reine kwinten en daarbij dissonerende tertsen op de koop toe te nemen. Men kan echter ook uitgaan van reine tertsen en de daarbij optredende onzuivere kwinten op de koop toe nemen. De Pythagorische terts is een syntonisch komma te groot. Verdeelt men dit syntonisch komma over de vier kwintschreden die samen een grote terts opleveren, dan is iedere kwint slechts een vierde syntonisch komma te klein. Een stemmingstelsel met zo veel mogelijk reine tertsen kwam in de 16e eeuw in gebruik; het heet de middentoonstemming. Men stemde daarbij de kwinten iets te klein, zodanig, dat de tonen uit de bovenste rij in *fig. 5* een reine terts vormden met de tonen eronder. Ook dit stelsel sluit niet: de trillings-

c g d a e b fis cis (gis)

as es bes f c g d a e

Fig. 5. In de middentoonstemming liggen de tonen der bovenste rij een reine grote terts boven die der onderste rij. Om dit mogelijk te maken zijn de kwintafstanden (in de figuur horizontaal) iets kleiner dan een reine kwint genomen.

getallen der tonen *as-c-e-gis* verhouden zich als 3,2 : 4 : 5 : 6,25, dus de *gis* is duidelijk niet het octaaf van de *as*. Meestal koos men de *gis* als reine terts boven de *e*. Arnold Schlick (omstreeks 1500), een der grondleggers der middentoonstemming, beval evenwel aan, de toon halverwege tussen de *gis* en de *as* in te stemmen. Dit maakte de tertssamenklank met de *c*, die in de loop van een meerstemmig stuk kon optreden, in elk geval bruikbaar. Daar stond tegenover dat de tertssamenklank *e-gis*, die in de afsluiting van stukken in de grondtoon *a* voorkomt, dissonerend werd, maar naar de mening van Schlick waren de valse tertsen op deze plaats beter te verdragen dan op elke andere plaats en een handige organist wist een sluiting op *a* wel van zodanige versieringen en loopjes te voorzien, dat de „harde" *gis* er slechts in het voorbijgaan in voorkwam (*fig. 6*).

In tabel I,3 worden de relatieve frequenties van de middentoonstemming gegeven. Hierin is gekozen voor de *as* als reine terts onder de *c*. Het interval *cis-as* is veel te groot (frequentieverhouding 1,5312) en heet weer de wolfskwint. Verder zijn de vier afstanden *e-as*, *b-es*, *fis-bes* en *cis-f* veel te groot; hun verhouding is 1,28.

Stemming volgens Werckmeister

De te kleine kwinten zijn een nadeel van de middentoonstemming; het belangrijkste nadeel ervan is evenwel, dat ook hier de dissonerende intervallen het spelen in bepaalde toonsoorten onmogelijk maken. Naarmate de orgel- en klavecimbelmuziek zich verder ontwikkelde, werd de behoefte groter aan een stemmingstelsel waarbij men in alle toonsoorten kon spelen. Onder de talrijke pogingen tot zo'n stemming te komen noemen wij die van Andreas Werckmeister (1645-1706) en Johann Philipp Kirnberger (1721-1783). Beiden trachtten in enige vaak gebruikte drieklanken de reine terts ten naaste bij te handhaven. Als voorbeeld zullen we een van de stemmingen volgens Werckmeister behandelen.

We hebben gezien dat in de stemming van Pythagoras elf reine kwinten gebruikt worden en dat de daardoor optredende fout, het Pythagorisch komma, in één kwint wordt ondergebracht. In de middentoonstemming werden elf vernauwde kwinten gebruikt en werd de resterende fout eveneens in één kwint ondergebracht. Bij de hier te bespreken stemming van Werckmeister worden acht kwinten rein gehouden en wordt de fout over de vier resterende kwinten verdeeld. Deze kwinten blijken dan ongeveer even groot als de middentoonkwinten te zijn en dus acceptabel. Deze vernauwde kwinten zijn *c-g*, *g-d*, *d-a* en *b-fis*. Het karakter van de stemming verandert nu met de toonsoort; in *C* grote terts is de stemming nagenoeg middentonig, in *Fis* grote terts nagenoeg Pythagorisch. Op deze wijze zijn alle toonsoorten bruikbaar, maar ze hebben alle een verschillend karakter. De relatieve frequenties zijn gegeven in tabel I,4.

[1] Dat J. S. Bach zijn 48 preludia en fuga's in alle toonsoorten onder de titel „Wohltemperirtes Clavier" zou hebben uitgegeven om de invoering van de evenredig zwevende stemming te bepleiten, wordt thans door sommigen betwist. Zij beweren dat Bach een stemming volgens Werckmeister bedoelde te propageren. Zie A. D. Fokker, De muzikale ontwikkeling op een tweesprong, Nederlands Akoestisch Genootschap Publ. no. 7, 3-7, 1965.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Evenredig zwevende stemming

De laatste stap in de richting van een volkomen gelijkwaardigheid van alle toonsoorten, namelijk een stemming waarbij het Pythagorisch komma gelijkmatig over alle twaalf kwinten wordt verdeeld, was in theorie reeds vroeg gezet. Toen Simon Stevin in het begin van de 17e eeuw deze stemming nauwkeurig berekende en haar invoering voorstelde, was hij geenszins de eerste die dit voorstel deed; maar het duurde tot het midden van de 18e eeuw voordat zij in gebruik begon te komen [1]. Thans wordt deze zg. evenredig zwevende stemming algemeen toegepast. De naam „evenredig zwevende stemming" komt hiervandaan, dat alle kwintintervallen dezelfde relatieve frequentieafwijking bezitten, hoorbaar als langzame zwevingen van de samenklank; het aantal

Spiegel der Orgelmacher vñ Organisten allen Stifften vñ kirchē
so Orgel haltē oder machē lassen hochnützlich. durch den hochbeim
pten vñ kunstreichen Meyster Arnolt Schlicken Pfaltzgrauischen
Organistē artlich verfaßt. vñ vß Römischer Kaißerlicher maiestat
sonder löblicher Befreybūg vñ begnadūg auffgericht vñ außgangē.

Fig. 6. Titelblad van het in 1511 te Spiers uitgegeven boekje „Spiegel der Orgelmacher und Organisten", geschreven door Arnold Schlick, organist van de graven van de Palts. Schlick verdedigt een middentoonstemming waarin de *gis* („post soll") niet rein ten opzichte van de *e* gestemd wordt, maar zoveel te hoog dat hij ook nog een redelijke samenklank met de *c* oplevert. Weliswaar komt de terts *e-gis* in een afsluiting („clausel") op *a* voor — de *gis* meestal in de discant (bovenstem) — maar Schlick vindt een valse terts daar nog het best te verdragen: „Ist es doch meer an dem wan an eim andern ort zu dulden/angesehen das es ein clausel und nit von nötten ist/das post soll der discant gleich den andern stymmen lang gehalten werd/ sonder mag mann sollich clausell den discant am anfang mit eim peußlein oder gerader diminutz/tectlein/leufflein/rißlein oder floratur/wie du es nennen wilt. wol verschlagen und bergen/ das die hertickeit offt genanter clausell nit gemerckt wirt. als ein geschickter organist zu thun wol weiß/".
(Gereproduceerd naar de facsimile-uitgave door P. Smets, Rheingold-Verlag, Mainz 1959.)

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

zwevingen per seconde is evenredig met het trillingsgetal van de het kwintinterval samenstellende tonen. Bij de evenredig zwevende stemming zijn alle twaalf halvetoonschreden binnen het octaaf even groot; de bij een halvetoonschrede behorende frequentieverhouding is derhalve $2^{1/12}$.

In de evenredig zwevende stemming is behalve het octaaf geen enkel interval geheel rein. De grote terts is tamelijk slecht en ligt halverwege tussen de reine en de Pythagorische terts in; dit is wel de voornaamste reden geweest waarom de evenredig zwevende stemming niet eerder algemeen aanvaard werd. De kwinten wijken slechts een twaalfde Pythagorisch komma, dus maar weinig van de reine kwint af. Het stemmen van een instrument in de evenredig zwevende stemming vereist een grote scholing; alle kwintintervallen moeten namelijk een zelfde klein bedrag vernauwd worden. In tabel I,5 worden de relatieve frequenties van de evenredig zwevende stemming gegeven.

Toonopwekking langs digitale weg

De toonopwekking geschiedt bij elektronische klavierinstrumenten in de regel door twaalf oscillators, die de twaalf tonen in het hoogste octaaf opwekken. Via frequentiedelers worden daaruit de tonen der lagere octaven verkregen. De twaalf stamoscillators zijn onafhankelijk van elkaar verstembaar.

Bij de gangbare elektronische klavierinstrumenten behoeven dus niet meer dan twaalf oscillators gestemd te worden. De octaafverhoudingen zijn eens en voor altijd in de elektronische schakeling vastgelegd.

Digitale schakelingen bieden de mogelijkheid ook de verhoudingen tussen de twaalf tonen binnen het octaaf in de schakeling vast te leggen. Een moeilijkheid is echter dat de frequentieverhoudingen die corresponderen met de intervallen in de evenredig zwevende stemming, irrationaal zijn. Zij kunnen daardoor niet exact gerealiseerd worden, maar slechts benaderd. Deze benadering moet met grote precisie geschieden om een voor het gehoor aanvaardbaar resultaat te leveren: wij zijn tot de conclusie gekomen, dat de afwijking van de exacte frequentie niet groter dan 0,05% mag zijn.

De reden hiervoor is, dat de kwint in de evenredig zwevende stemming slechts ca. 0,1% kleiner is dan de reine kwint (verhouding 1,4983 in plaats van 1,5000). Is de onnauwkeurigheid in de frequenties groter dan 0,05%, dan kan, wanneer twee tonen op een kwintafstand beide net in tegengestelde richting 0,05% of meer afwijken, het tussenliggende interval gelijk aan een reine kwint of groter dan een reine kwint worden. Dan zijn niet langer alle kwinten „onderzwevend", wat het karakter van de stemming aantast.

Een dergelijke nauwkeurige benadering vereist uitgebreide digitale middelen en zowel de kosten als de omvang daarvan zijn voorheen prohibitief geweest. Deze situatie is echter aan het veranderen nu een steeds groter assortiment geïntegreerde digitale schakelingen ter beschikking komt.

Er zijn dan ook een aantal voorstellen voor digitale toonopwekking gedaan. De meeste ontwerpers benaderen de twaalf toonfrequenties door een hoog gelegen stamfrequentie te delen door twaalf zorgvuldig gekozen grote gehele getalen (grootteorde 200 à 300) [2] [3]. Op deze wijze worden periodieke impulsreeksen verkregen met een aantal impulsen per seconde dat de gevraagde frequentie benadert. Wij daarentegen zijn van een andere gedachtengang uitgegaan. Wij hebben ons de vrijmoedigheid veroorloofd de eis van absolute periodiciteit der impulsen te laten vallen, daarbij gesteund door elders verricht onderzoek [4]. Ook niet geheel periodieke impulsreeksen worden, mits de tijdfout van de afzonderlijke impulsen tot enige procenten van hun gemiddelde afstand beperkt blijft, als een toon waargenomen; de toonhoogte komt overeen met de gemiddelde herhalingsfrequentie en de aperiodiciteit uit zich alleen in een ruisachtig bijgeluid, dat de toon een hees karakter geeft. Blijft de aperiodiciteit echter beperkt tot enige tiende procenten, dan is dit bijgeluid nauwelijks waarneembaar.

Deze tolerantie van het menselijk oor maakt het ons mogelijk, de gevraagde aantallen impulsen per seconde op numerieke wijze samen te stellen door optellen van impulsreeksen met verschillende herhalingsfrequenties. Wij leiden daartoe van een stamoscillator door voortgaande frequentiedeling een aantal impulsreeksen af, waarbij iedere volgende de halve herhalingsfrequentie van de voorgaande bezit (*fig. 7*). Gemakshalve drukken we nu alle frequenties in het tweetallig stelsel uit; normeren we daarbij de halve stamfrequentie op 1,

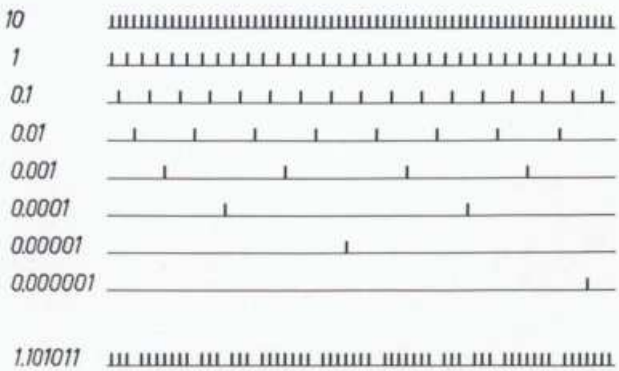


Fig. 7. De voor het opwekken der toonfrequenties gebruikte impulsreeksen met onderling niet samenvallende impulsen. De impulsherhalingsfrequenties zijn in het tweetallig stelsel aangegeven, waarbij de frequentie van de stamoscillator op 10 (decimaal 2) is gesteld. Onderaan een voorbeeld van de optelling van een aantal impulsreeksen met ernaast het aantal impulsen per seconde in tweetallige notatie.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

dan heeft de stamfrequentie, die het octaaf hiervan vormt, in binaire notatie de frequentie 10 en alle twaalf tonen binnen het octaaf worden nu gegeven door een binair getal tussen 1 en 10 (zie tabel I). De door verdere tweedeling verkregen impulsreeksen komen achtereenvolgens overeen met de binaire getallen 0,1 ; 0,01 ; 0,001 enz. en leveren het materiaal voor de samenstelling der binaire getallen tussen 1 en 10 met de gewenste nauwkeurigheid. Wordt de frequentie 1 in overeenstemming gebracht met de toon *c*, dan wordt b.v. de *a* der evenredig zwevende stemming gegeven door 1,1010111010 (zie tabel I,5) en samengesteld door optelling der impulsreeksen (zie fig. 7):

```
1
0,1
0,001
0,00001
0,000001
0,0000001
0,000000001
---------- +
1,101011101
```

Met de andere tonen gaat het op gelijke wijze.

De nauwkeurigheid waarmee de binair samengestelde frequenties aan de eisen van de stemming moeten voldoen, bepaalt met hoeveel cijfers de binaire getallen geschreven moeten worden. Onze reeds genoemde eis, dat geen afwijking groter dan 0,05 % = 1/2000 mag zijn, leidt tot een nauwkeurigheid der binaire frequenties van $1/2^{11} = 1/2048$ en dus tot getallen van 11 cijfers. Er zijn dus elf tweedelers nodig voor het samenstellen der toonfrequenties.

De aperiodiciteit van de verkregen somreeksen is veel te groot om deze reeksen zonder meer als tonen voor het muziekinstrument te gebruiken. Wij spraken boven van een toelaatbare aperiodiciteit van enige tiende procenten; bij de somreeksen kan de tijdfout Δt (*fig. 8*) in een ongunstig geval echter bijna één gemiddelde periodeduur bedragen. Bij tweedeling van de somreeks worden in fig. 7 de impulsen om de andere gebruikt; de verhouding wordt dan een factor twee gunstiger, want de tijdfout blijft dezelfde, terwijl de gemiddelde periode tweemaal zo lang wordt. Hiervan wordt gebruik gemaakt om de aperiodiciteit te reduceren — wij laten het gehele beschreven optelproces zich bij hoge frequenties afspelen en delen de verkregen somfrequenties door een groot getal (in de later te beschrijven uitvoering met een stamfrequentie van ca. 2 MHz door $2^9 = 512$) om de impulsreeksen van het hoogste octaaf van het muziekinstrument te verkrijgen. Hieruit volgen dan door verdere tweedeling de lagere octaven; de impulsreeksen vormen het ruwe toonmateriaal, dat verder op de gebruikelijke wijze via klankkleurfilters tot klinken wordt gebracht.

De in fig. 7 afgebeelde impulsreeksen hebben een bijzondere eigenschap, namelijk dat de impulsen der afzonderlijke reeksen niet in de tijd samenvallen. Dit is een voor de werking van ons systeem essentiële eigenschap, die niet zonder meer uit tweedelerschakelingen wordt verkregen. Wij hebben gebruik gemaakt van logische schakelingen om dit te bereiken.

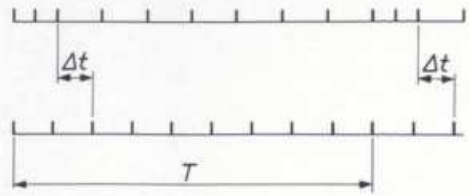


Fig. 8. Moeten in het tijdsinterval T negen impulsen optreden, dan treedt, bij binaire samenstelling van dit getal uit $8 + 1$ (*boven*), bij één impuls in vergelijking met een regelmatige impulsreeks (*onder*) een tijdfout Δt op die bijna gelijk is aan één interval van de regelmatige impulsreeks. Het getal 9 is hier slechts een voorbeeld; dit geldt algemeen voor getallen $2n + 1$ en in toenemende mate naarmate n groter is.

Schakelingen voor afleiding der impulsreeksen

Bij de bespreking van een schakeling die uit de stamfrequentie de reeksen van niet samenvallende impulsen afleidt, maken we gebruik van *fig. 9*. Daarin is F_0 de symmetrische vierkantsgolf die door de stamoscillator wordt opgewekt. Door successieve tweedeling met daarvoor gangbare schakelingen ontstaan daaruit achtereenvolgens de symmetrische signalen $F_1, F_2, \ldots, F_{11}$. Behalve deze signalen hebben we ook hun tegengestelde $\bar{F}_0$, $\bar{F}_1, \bar{F}_2, \ldots, \bar{F}_{11}$ nodig. Vormen wij nu met een NOR-poort met twee ingangen het signaal $I_1 = \overline{F_0 + \bar{F}_1}$, dat wil zeggen een signaal dat logisch „0" is, zodra minstens één van de ingangssignalen F_0 of $\bar{F}_1$ „1" is, dan heeft dit signaal de impulsbreedte van F_0 maar de herhalingsfrequentie van $\bar{F}_1$. Voor het signaal I_2, dat de halve herhalingsfrequentie van I_1 moet hebben, hebben we ter bepaling van de periodiciteit $\bar{F}_2$ nodig en, om te voorkomen dat de impulsen met die van I_1 samenvallen, F_1; we maken I_2 met een NOR-poort met drie ingangen: $I_2 = \overline{F_0 + F_1 + \bar{F}_2}$. Zo gaan we

[2] D. Gossel, Het digitaal voortbrengen van muzikale toonintervallen, Philips techn. T. **26**, 338-344, 1964/65.

[3] F. B. Maynard, Sr., Designing a digital organ tone generator, Motorola Application Note AN-424.
R. Stapelfeldt, Approximating the frequencies of the musical scale with digital counter circuits, J. Acoust. Soc. Amer. **46**, 478-479, 1969.

[4] Wij doelen hier op een onderzoek, uitgevoerd in het Instituut voor Perceptieonderzoek te Eindhoven en beschreven in het artikel van B. Lopes Cardozo en R. J. Ritsma, On the perception of imperfect periodicity, IEEE Trans. **AU-16**, 159-164, 1968. Zie ook I. Pollack, Discrimination of mean temporal interval within jittered auditory pulse trains, J. Acoust. Soc. Amer. **43**, 1107-1112, 1968

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voort tot de laatste deling; de laatste NOR-poort (met 12 ingangen) levert de impulsreeks $I_{11} = \overline{F_0 + F_1 + F_2 + \ldots + F_{10} + F_{11}}$. In fig. 9 zijn I_1, I_2 en I_3 als voorbeelden afgebeeld, alsook de eveneens

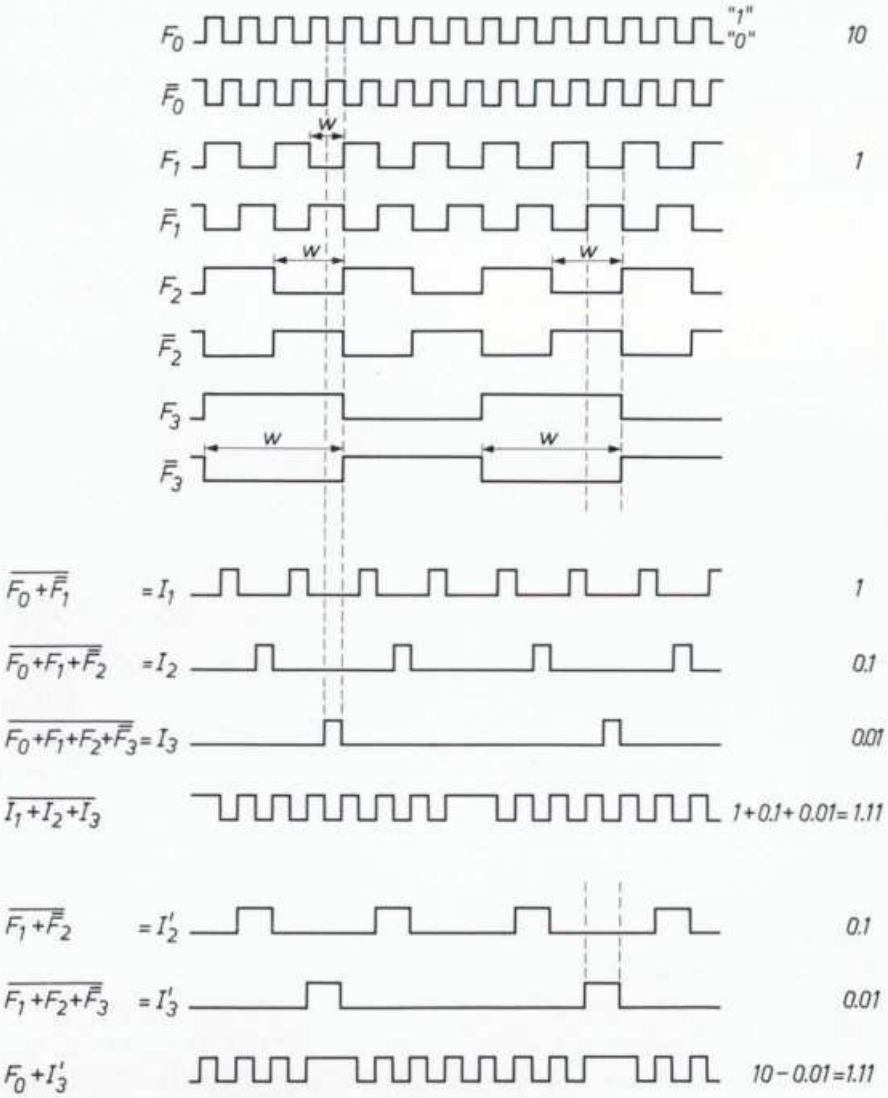


Fig. 9. De verschillende signalen voor de digitale toonopwekking.
F_0 symmetrische vierkantsgolf uit stamoscillator.
F_1, F_2, . . . uitgangssignalen achtereenvolgende delertrappen.
$\bar{F}_0$, $\bar{F}_1$, $\bar{F}_2$, . . . signalen in tegenfase.
I_1, I_2, . . . impulsreeksen met niet-samenvallende impulsen, door optelling waarvan reeksen met het vereiste aantal impulsen per seconde worden verkregen.
I_2', I_3', . . . impulsreeksen met niet-samenvallende impulsen voor het genereren van het vereiste aantal impulsen per seconde door onderdrukken van impulsen van de stamoscillator, dus door aftrekking.
De reeksen F vormen als het ware vensters w, waardoorheen de reeksen I af en toe een halve periode van F_0, of de reeksen I' een halve periode van F_1, kunnen zien.
Het signaal $\bar{I}_1 + \bar{I}_2 + \bar{I}_3$ is voorbeeld van een optelling, het signaal $F_0 + I_3'$ van een aftrekking; beide leiden tot hetzelfde resultaat. Rechts de herhalingsfrequenties der signalen in binaire notatie, wanneer de frequentie van F_1 gelijk aan 1 gesteld wordt.

met een NOR-poort verkregen som $\overline{I_1 + I_2 + I_3}$, die overeenkomt met de binaire optelling $1 + 0{,}1 + 0{,}01 = 1{,}11$ (decimaal: $1 + 0{,}5 + 0{,}25 = 1{,}75$).

Behalve door het optellen van impulsreeksen kan men de vereiste aantallen impulsen per seconde ook verkrijgen door van de impulsen van de stamoscillator een aantal te onderdrukken, dus door aftrekken in plaats van optellen. Dit kan tot een iets eenvoudiger bedrading leiden; daarom hebben wij bij de praktische uitvoering van de digitale toonopwekking voor het aftrekken gekozen. Ook hierbij zijn impulsreeksen met onderling niet samenvallende impulsen nodig, thans voor het samenstellen van het binaire getal dat van de binaire 10 van de stamfrequentie moet worden

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

afgetrokken om de gewenste toonfrequentie te verkrijgen. De frequentie van de toon *a* bij voorbeeld is volgens tabel I,5 gelijk aan 1,1010111010 = 10—0,0101000110. De impulsen der reeksen mogen nu de dubbele breedte hebben; in fig. 9 zijn enige van deze impulsreeksen, nl. I_2' en I_3', afgebeeld; ook deze worden met een NOR-poort samengesteld. Als voorbeeld is het signaal $F_0 + I_3'$ weergegeven, dat gelijkvormig is met $\overline{I_1 + I_2 + I_3}$ maar nu door aftrekking tot stand is gekomen. De binaire aftrekking is: 10—0,01 = 1,11 (decimaal: 2—0,25 = 1,75). Het signaal $F_0 + I_3'$ wordt met behulp van een OF-poort verkregen. De uitgang van een OF-poort is „1" als minstens één der ingangen „1" is.

Een nadeel van de hier beschreven optel- of aftrekmethode is, dat zij voor het samenstellen der *I*-reeksen NOR-schakelingen met een tot twaalf toe oplopend aantal ingangen nodig heeft. Men kan daaraan tegemoet komen door op enige punten in de delerketen een hulpsignaal op te wekken, waarin als het ware alle informatie der voorafgaande signalen is samengevat. Deze hulpsignalen dienen dan weer als uitgangspunt voor de er na komende trappen. Hier doen zich echter de tijdsvertragingen die de delers en andere logische schakelingen onvermijdelijk introduceren, als een bezwaar gevoelen. Het laatste der trajecten waarin de delerketen nu verdeeld is, is voor zijn tijdreferentie afhankelijk van een signaal dat door alle vorige trajecten is heengegaan en daar een zekere vertraging heeft opgelopen. Deze vertraging moet, zoals men uit fig. 9 kan afleiden, zo klein blijven dat de impulsen van de deelreeks I_{11} of I_{11}' niet meer dan een halve periode van het stamsignaal F_0, dat is in ons geval niet meer dan 250 ns, vertraagd zijn ten opzichte van F_0. Tegenover het voordeel van NOR-poorten met minder ingangen staat dus het nadeel dat men aan de snelheid der schakelingen vrij hoge eisen moet stellen.

Bij de in de voorgaande alinea's beschreven eenvoudige optel- of aftrekmethode spelen de tijdsvertragingen geen rol, omdat elk signaal *I* of *I'* rechtstreeks van de impulsen van F_0 wordt afgeleid; de signalen $F_1, F_2, \ldots$ creëren slechts vensters *w* (fig. 9) waardoorheen men net de juiste impulsen van F_0 ziet, en deze vensters hebben speelruimte genoeg om de bestaande tijdsvertragingen in de *F*-reeksen op te vangen.

Bij het ontwikkelen van geïntegreerde schakelingen voor de digitale toonopwekking bleek het voordeel van een verminderd aantal ingangen der NOR-poorten zwaar te wegen en was de daarvoor vereiste snelheid der schakelingen realiseerbaar.

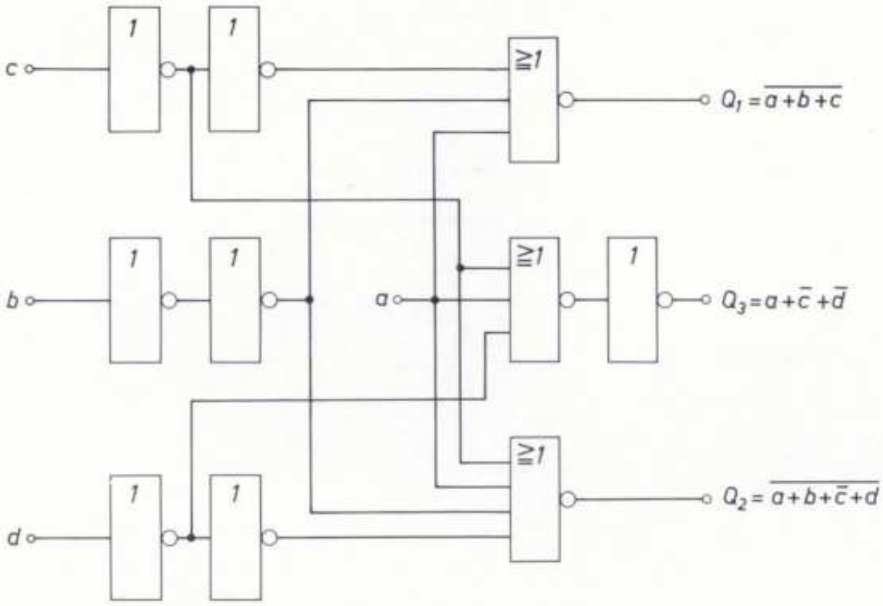


Fig. 10. Logisch schema van schakeling A, een van de beide speciaal voor het instrument ontwikkelde geïntegreerde schakelingen. Rechts de waarheidstabel.

Geïntegreerde schakelingen

Wij zijn er in geslaagd de gehele schakeling voor het genereren der tonen, met uitzondering van de stamoscillator, op te bouwen met behulp van twee typen geïntegreerde schakelingen, door ons speciaal voor dit doel ontwikkeld. Beide schakelingen zijn geheel uit NOR-poortschakelingen samengesteld, waarvan sommige slechts één ingang hebben en als faseomkeertrap fungeren. Eén van beide schakelingen, die wij zullen aanduiden als schakeling A, is schematisch afgebeeld in *fig. 10*. Vijf exemplaren ervan zijn nodig om uit de door tweedeling van het stamsignaal verkregen symmetrische signalen *F* de asymmetrische signalen *I* te ma-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

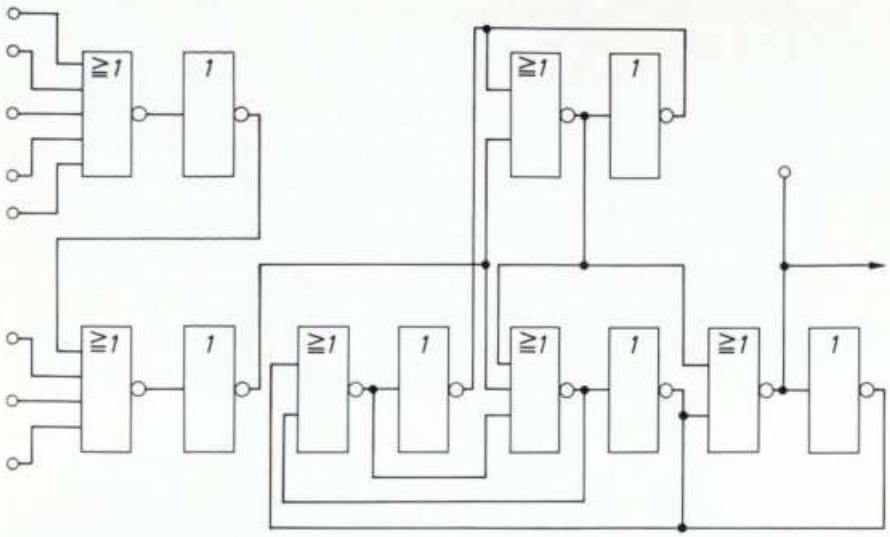


Fig. 11. Logisch schema van geïntegreerde schakeling B. Deze bevat een OF-schakeling voor acht ingangen (*links*) en een keten van acht tweedelers, waarvan alleen de eerste is afgebeeld (*rechts*). Er zijn, afhankelijk van de afmontage, twee uitvoeringen; in uitvoering B_1 zijn alle acht ingangen van de OF-schakeling, naar buiten uitgevoerd, maar niet alle deleruitgangen, in uitvoering B_2 zijn slechts twee ingangen van de OF-schakeling, naar buiten uitgevoerd, maar wel alle deleruitgangen.

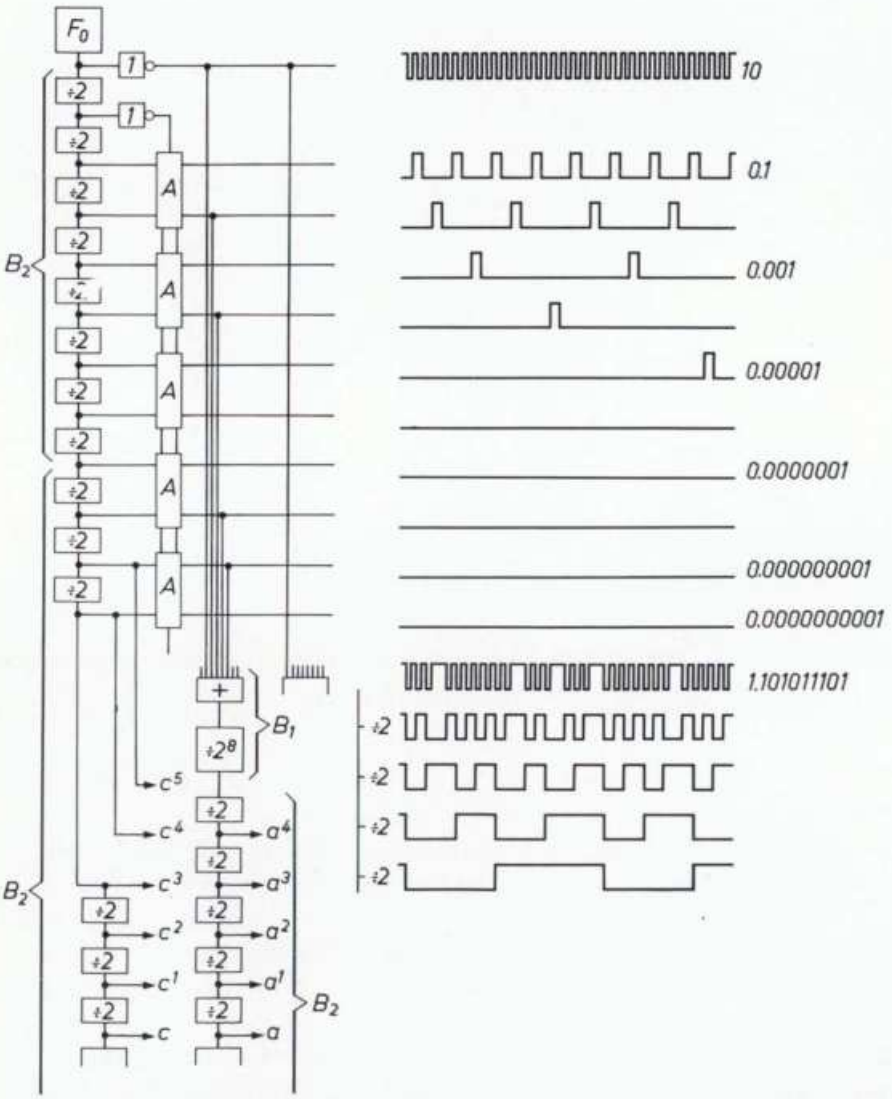


Fig. 12. Blokschema van de digitale toonfrequentieopwekking met de geïntegreerde schakelingen A en B. De schakeling werkt met het aftrekken van impulsen. Als voorbeeld is het totstandkomen van de frequentie van de toon *a* aangegeven; in een schakeling B_1 vindt de aftrekking plaats en wordt de verkregen impulsreeks door 2^8 gedeeld, in een schakeling B_2 worden door verdere tweedeling de *a*'s der verschillende octaven van het klavier afgeleid. Elke toon komt op deze wijze via twee schakelingen B tot stand; een uitzondering vormen de *c*'s, die door rechtstreekse tweedeling van de stamoscillator worden afgeleid.

ken. Daarbij wordt een hulpsignaal gebruikt om het vereiste aantal ingangen voor *I*-signalen van hoger rangnummer terug te brengen.

Van de andere geïntegreerde schakeling, aan te duiden als schakeling B, worden twee uitvoeringen toegepast, die onderling alleen verschillen in de keuze der uitgevoerde contacten. Schakeling B bevat een OF-poort met acht ingangen en een keten van acht

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

tweedelers; de OF-poort en de eerste deler zijn schematisch afgebeeld in *fig. 11*. Zowel voor de tweedelers voor de signalen *F* als voor de aansluitende keten van tweedelers, die de toonfrequenties leveren, wordt schakeling B gebruikt, in totaal 24 exemplaren in een compleet instrument. In *fig. 12* is een blokschema gegeven van het gehele systeem, opgebouwd uit de geïntegreerde schakelingen A en B; de werking berust, zoals gezegd, op het aftrekken van impulsen.

Verdere mogelijkheden

In de inleiding is er reeds op gewezen dat door het verstemmen van de stamoscillator het gehele instrument verstemd wordt en dat men hieraan de mogelijkheid ontleent de toonhoogte in ensemblespel aan te passen of op eenvoudige wijze muziek naar een andere toonaard te transponeren dan waarin zij genoteerd staat. Bovendien kan men glissandi uitvoeren, bij voorbeeld zoals deze op het terrein van de amusements-

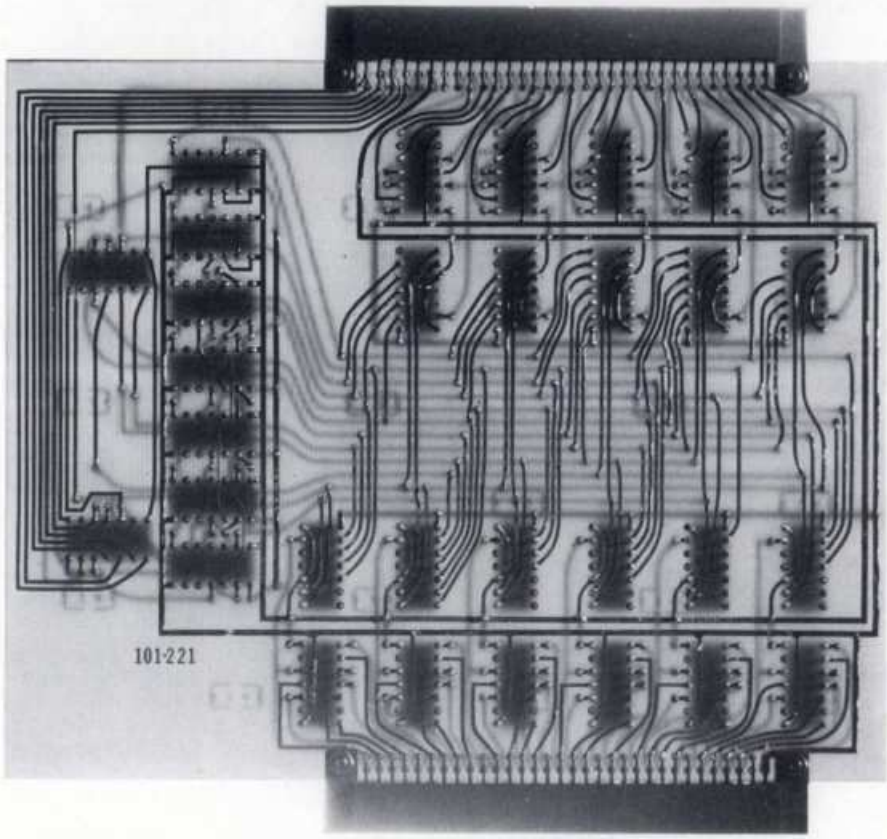


Fig. 13. De gehele schakeling voor het genereren der toonfrequenties, aangebracht op één plaat met gedrukte bedrading aan weerszijden. In het midden het veld van de geleiders die het stamsignaal en de deelreeksen voeren (zie blokschema fig. 12; er zijn hier twaalf geleiders, omdat voor het stamsignaal twee geleiders zijn aangebracht). Boven en onder dit veld de elf schakelingen B_1, waarin uit het stamsignaal en de deelreeksen de impulsreeksen voor de ionen *cis* t/m *b* samengesteld worden.

Het systeem kan in zijn geheel op één plaat met gedrukte bedrading worden aangebracht (*fig. 13*).

Beide geïntegreerde schakelingen werken met bipolaire transistors. De toegepaste logicaschakelingen combineren korte schakeltijden met een gering energieverbruik. De vertragingstijden zijn 20 à 30 ns per logische functie of tweedeler; de dissipatie van schakeling A is 14 mW, die van schakeling B is 55 mW; de spanningssprong tussen de logische niveaus „0" en „1" is ca. 200 mV [5].

[5] A. Slob, Snelle logicaschakelingen met gering energieverbruik, Philips techn. T. **29**, 371-375, 1968.

muziek worden aangetroffen in de zg. Hawaïaanse muziek.

Wanneer men onmiddellijk achter de stamoscillator een extra tweedeler periodiek tussenschakelt, bij voorbeeld enige malen per seconde, verspringt de toonhoogte van het instrument enige malen per seconde een octaaf. Wij noemen dit effect het „octaaftremolo"; het doet wat aan het tremolo van een draaiorgel denken en is eveneens in de amusementsmuziek bruikbaar. Het blijkt dus dat de toonopwekking langs digitale weg aan een elektronisch toetsinstrument een aantal mogelijkheden meegeeft die conventionele instrumenten

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

niet bezitten en die op natuurlijke wijze voortvloeien uit de gebruikte elektronische middelen.

Ten slotte willen wij er op wijzen dat, behalve voor een klavierinstrument, de digitale toonopwekking ook gebruikt kan worden voor een elektronisch stemapparaat. De deelreeksen *I* worden daarin via schakelaars met de ingangen van een poortschakeling verbonden. Op een tabel leest men af welke schakelaars voor een bepaalde toon gesloten moeten zijn en zo kan men alle tonen in het octaaf in ieder gewenst stemmingstelsel opwekken. Deze tonen kunnen op het gehoor of elektronisch[2] met die van het te stemmen instrument vergeleken worden. De stamoscillator moet voor deze toepassing een vaste frequentie hebben of, nog liever, omschakelbaar zijn voor enige waarden van de kamertoon. Sedert 1939 heeft de toon a^2 namelijk volgens internationale afspraak 880 trillingen per seconde, maar daarvóór gold vanaf 1885 een internationale afspraak van 870 trillingen per seconde, en in de eeuwen daarvoor heeft de kamertoon nogal in hoogte gefluctueerd. Het is daarom wenselijk, dat een stemapparaat dat bij het aanbrengen van een historische stemming behulpzaam kan zijn, ook op een bijpassende waarde van de kamertoon kan worden ingesteld.

Grammofoonplaat

Op een bij dit artikel verkrijgbare grammofoonplaat [6] zijn enige geluidsvoorbeelden opgenomen, die illustreren wat gezegd is over historische stemmingspraktijken en over de specifieke mogelijkheden van het beschreven systeem van toonopwekking. De voorbeelden worden telkens voorafgegaan door een codesignaal van strepen en punten.

Groep I. Samenklanken in diverse stemmingen

a . Afwisselend de reine kwint *cis-gis* en de onzuivere kwint *cis-as* (de wolfskwint) in de stemming van Pythagoras. Het toonhoogteverschil tussen de *gis* en de *as* is het Pythagorisch komma.

b .. De Pythagorische terts *c-e*, gevolgd door de reine terts *c-e*. De Pythagorische terts is een syntonisch komma groter dan de reine terts.

c ... De drieklank *c-e-g* in de reine stemming.

De vierklank *c-e-g-ais* in de reine stemming, gevolgd door hetzelfde akkoord in de hedendaagse evenredig zwevende stemming. De *ais* is in de hier gebruikte reine stemming bijna gelijk aan de reine kleine septime van de *c* (frequentieverhouding 4 : 7), waardoor deze vierklank in de reine stemming een zeer welluidende indruk maakt.

d .... De drieklank *c-e-g* in de reine stemming, gevolgd door dezelfde drieklank in de middentoonstemming. In de laatste is de terts *c-e* rein, maar de kwint *c-g* te klein.
Cadens op *a* in de middentoonstemming, eerst in de grondvorm, daarna met versierde bovenstem om de dissonante terts *e-gis* te verbergen (*fig. 14*).

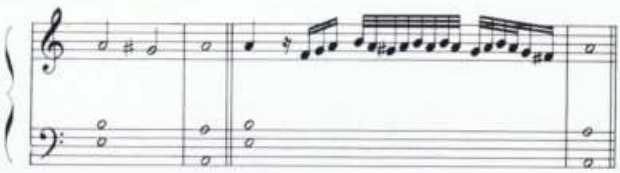



Fig. 14. De op de grammofoonplaat in de middentoonstemming uitgevoerde cadens op *a*. Links de grondvorm, rechts de uitvoering met zodanig versierde bovenstem dat de dissonante terts *e-gis* er slechts in het voorbijgaan in voorkomt.

Groep II. Muziekvoorbeelden

De eerste regel van het koraal „Herzlich tut mich verlangen" in een zetting van Johann Pachelbel (1653-1706).

a — · Op de grondtoon *c*, achtereenvolgens in de reine stemming, de middentoonstemming, de in het artikel beschreven stemming volgens Werckmeister en de evenredig zwevende stemming.

b — · · Op de grondtoon *cis*, achtereenvolgens in dezelfde vier stemmingen. Het optreden van een aantal zeer onzuivere samenklanken in de reine en de middentoonstemming illustreert, dat in deze stemmingen niet alle toonaarden bruikbaar zijn.

Groep III. Technische mogelijkheden

a — — · Variatie van de toonhoogte.
Glissando in een voorbeeld van Hawaïaanse muziek.

b — — · · Octaaftremolo.

[6] Zie voor een aanvraagformulier het inlegvel met samenvattingen.

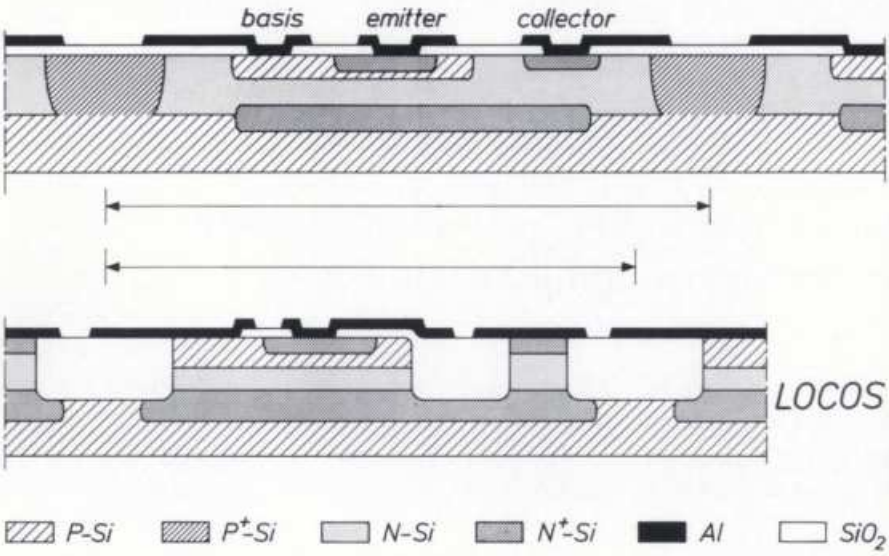
Samenvatting. De twaalf toonfrequenties in een elektronisch klavierinstrument worden opgewekt door van een stelsel van elf impulsreeksen, waarvan iedere volgende de halve herhalingsfrequentie van de voorgaande heeft, die reeksen samen te tellen die samen het vereiste aantal impulsen per seconde geven. De frequenties zijn dan op $1/2^{11} \approx 0{,}05\%$ nauwkeurig. De elf impulsreeksen, waarvan de impulsen onderling in de tijd niet samenvallen, worden met logische schakelingen afgeleid uit één stamoscillator met een frequentie van ca. 2 MHz. Het is ook mogelijk van de impulsen uit de stamoscillator er zoveel te onderdrukken, dat het vereiste aantal impulsen per seconde overblijft. De resulterende impulsreeksen bevatten het vereiste aantal impulsen niet in een strikt periodieke opeenvolging; deling door 2^9 reduceert de aperiodiciteit tot beneden de waarneembaarheidsgrens en brengt de impulsfrequenties op de voor het hoogste octaaf van het instrument vereiste waarde. Door verstemmen van de stamoscillator verandert de toonhoogte van het gehele instrument, wat transponeren en glissandi mogelijk maakt; door omschakelen tussen verschillende optellingen kan het instrument volgens verschillende stelsels worden gestemd.

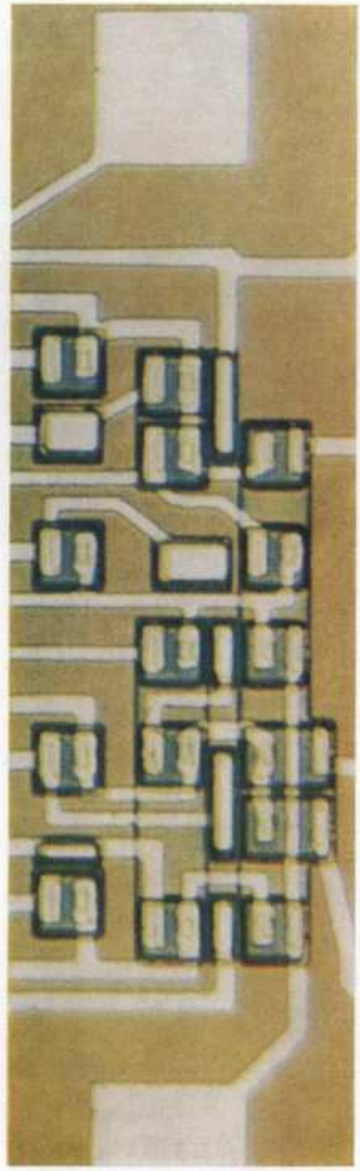
Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

LOCOS-techniek voor bipolaire transistors

Onlangs is in dit tijdschrift [1] een beschrijving gegeven van een in het Philips-laboratorium ontwikkelde methode om bij het maken van geïntegreerde MOS-schakelingen dikke oxidelagen in het silicium te verzinken, zodat de metallisering geen grote stappen behoeft te maken, de LOCOS-techniek. Deze methode is niet alleen van belang voor MOS-transistors maar evenzeer voor geïntegreerde schakelingen met bipolaire transistors [2]. Vergelijkt men de beide figuren, die een doorsnede van een N^+PN-transistor in een geïntegreerde schakeling voorstellen, resp. gemaakt volgens de gangbare methode (boven) en volgens de LOCOS-techniek, dan ziet men dat bij de laatste de P^+-diffusie die de transistor scheidt van zijn buren, is vervangen door een dikke strook oxide. Deze grenst, in tegenstelling met een P^+-diffusie, direct aan de P-laag





van de transistor, wat een aanmerkelijke ruimtebesparing oplevert. Belangrijk is ook de reductie van de parasitaire capaciteiten die door de LOCOS-techniek verkregen wordt. In het hier getekende voorbeeld geschiedt de verbinding tussen de collector en de bijbehorende contactzone door een begraven laag die onder een der dikke oxidelagen doorloopt. Daardoor kunnen de plaats van de basis en van het collectorcontactgebied worden vastgelegd met één fotomasker en komen zij — immers geflankeerd door oxide — automatisch op hun goede plaats (autoregistratie), wat eveneens een belangrijk voordeel is.

De kleurenfoto toont het bovenaanzicht van een gedeelte van een met de LOCOS-techniek gemaakte schakeling. Ieder der groene vierkantjes is een bipolaire transistor. Alle metalen verbindingen (wit) alsmede de aansluitvlakjes liggen op dik oxide (geelbruin).

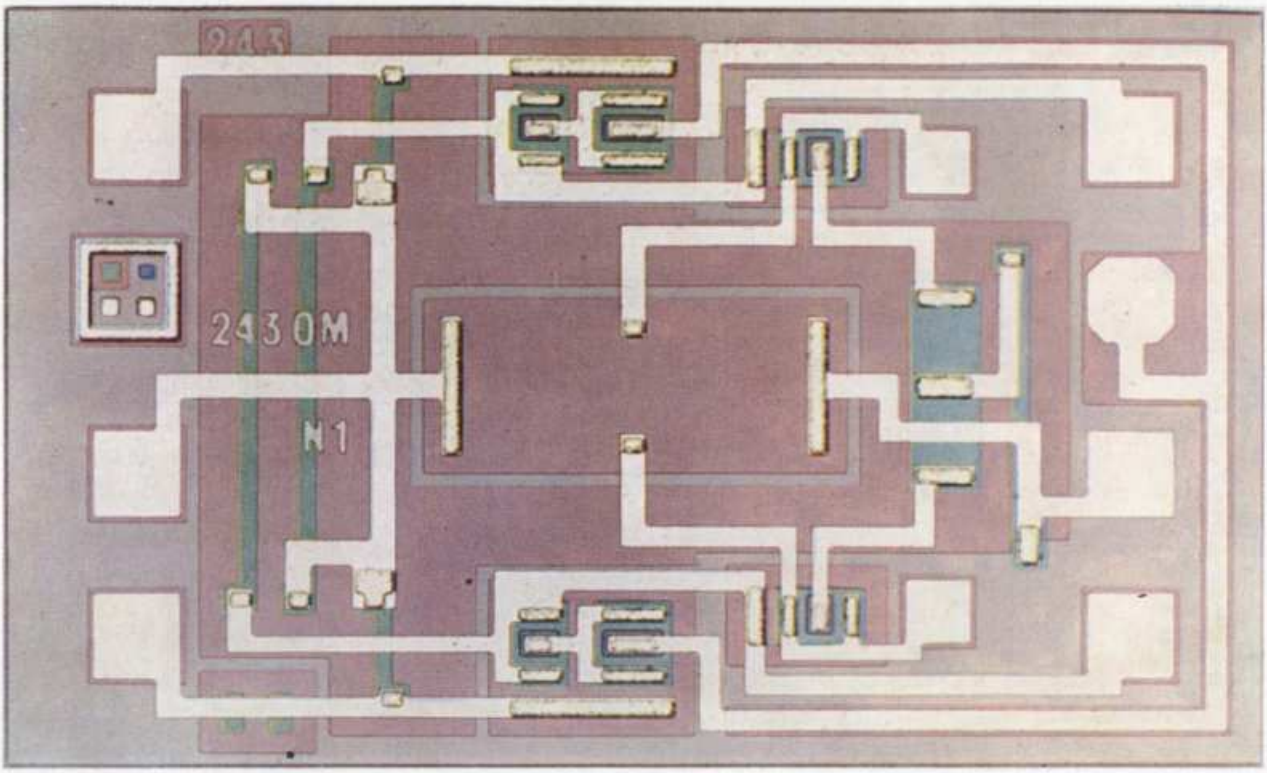
E. Kooi
W. H. C. G. Verkuylen

Dr. E. Kooi en W. H. C. G. Verkuylen, Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

[1] J. A. Appels, H. Kalter en E. Kooi, Enige problemen uit de MOS-technologie, Philips techn. T. **31**, 234-246, 1970 (no. 7/8/9).
[2] J. A. Appels e.a., Local oxidation of silicon and its application in semiconductor-device technology, Philips Res. Repts. **25**, 118-132, 1970 (no. 2).
J. A. Appels en M. M. Paffen, Local oxidation of silicon; new technological aspects, Philips Res. Repts. **26**, 157-165, 1971 (no. 3).
E. Kooi e.a., LOCOS devices, Philips Res. Repts. **26**, 166-180, 1971 (no. 3).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



Geïntegreerde schakeling met Hall-element voor collectorloze gelijkstroommotor

Dikwijls worden voor het meten van magnetische veldsterkten Hall-elementen gebruikt die vervaardigd zijn uit de halfgeleidermaterialen indiumarsenide of indiumantimonide. Wij echter hebben Hall-elementen vervaardigd uit silicium, waarbij gebruik gemaakt is van de normale technologie voor het fabriceren van geïntegreerde schakelingen met bipolaire transistors [1] [2]. Door het gebruik van silicium is de gevoeligheid van het Hall-element kleiner dan bij de eerder genoemde materialen, maar men heeft het grote voordeel dat een bestaande methode voor massafabricage gebruikt kan worden, terwijl het verlies aan gevoeligheid ruimschoots gecompenseerd kan worden door het Hall-element op te nemen in een geïntegreerde schakeling die de Hall-spanning versterkt. Bovendien kunnen met de silicium-technologie elementen met zeer kleine afmetingen (gevoelige oppervlakte b.v. $10 \times 10\ \mu m$) gemaakt worden.

De Hall-elementen met versterker zijn door ons ontwikkeld voor toepassing als magnetische sensor in een collectorloze gelijkstroommotor. In de regel worden kleine gelijkstroommotoren zo uitgevoerd dat een stilstaande permanente magneet de vereiste magnetische inductie levert en de rotor voorzien is van spoelen, waaraan de stroom over de borstels en de roterende collector wordt toegevoerd. De nadelen van een dergelijke motor zijn: slijtage van de collector, geluidshinder (vooral belangrijk in apparatuur voor geluidsregistratie en -weergave) en hoogfrequentstoring. Deze nadelen worden vermeden door als rotor een permanente magneet te gebruiken, die diametraal is gemagnetiseerd, en de spoelen in de stator aan te brengen. Zij kunnen dan via een elektronische schakelaar op het juiste ogenblik van stroom voorzien worden; daartoe heeft men echter een indicatie nodig van de rotorpositie. Hiervoor nu zijn Hall-elementen bijzonder geschikt en ze zijn dan ook reeds eerder toegepast voor dit doel [3]. In *fig. 1* is een mogelijke principeschakeling weergegeven.

Meestal worden de Hall-elementen verzonken in de stator gemonteerd, waarvoor bij een deel van de stator-

[1] G. Bosch, A Hall device in an integrated circuit, Solid-State Electronics **11**, 712-714, 1968.
[2] A. Schmitz, Kristalschakelingen, Philips techn. T. **27**, 152-159, 1965/66.
[3] W. Dittrich en E. Rainer, Siemens-Z. **40**, 690, 1966. Een andere methode van positie-indicatie, waarbij gebruik gemaakt wordt van ferrietkernen, is beschreven door W. Radziwill in Philips techn. T. **30**, 7, 1969.
[4] R. H. Cushman (red.), Hall effect put in IC, Electronic Design News, 11 nov. 1968, blz. 87.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

blikken uitsparingen nodig zijn. Wij hebben een oplossing gekozen waarbij de elementen aan de kopse kant van de rotor geplaatst zijn. De uitsparingen kunnen dan vervallen.

In de titelfoto is de voor deze toepassing ontwikkelde Hall-schakeling afgebeeld; de afmetingen bedragen ca. 1,5×1 mm. Er bevinden zich zes *NPN*-transistors en zeven weerstanden in de schakeling. Het in het midden gelegen eigenlijke Hall-element is omgeven door een duidelijk zichtbare P^+-isolatiediffusie.

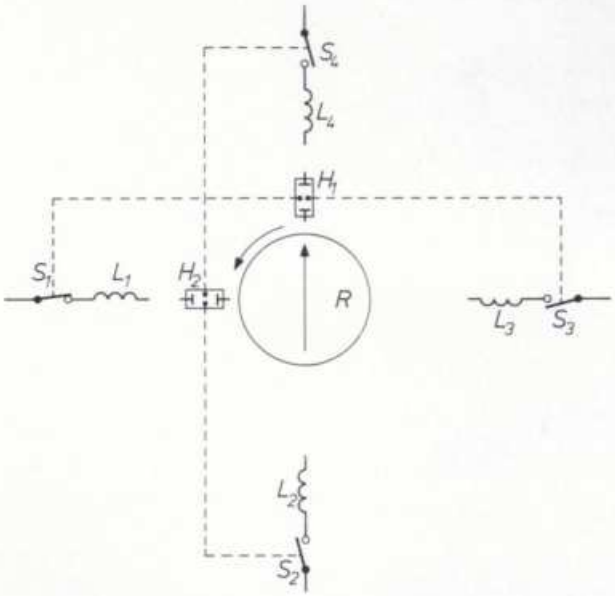


Fig. 1. De besturing van een collectorloze gelijkstroommotor met behulp van Hall-elementen. Wanneer de noordpool van de permanent magnetische rotor *R* zich dicht bij het Hall-element H_1 bevindt, geeft een der elektrodes van dit Hall-element een positieve spanning af, die de schakelaar S_1 gesloten houdt (in de praktijk zijn de schakelaars S_1 t/m S_4 transistors). De statorspoel L_1 is dan bekrachtigd. Een kwart omwenteling later is de spoel L_2 bekrachtigd door toedoen van het Hall-element H_2, weer een kwart omwenteling later de spoel L_3 door toedoen van het Hall-element H_1, dat zich nu dicht bij de zuidpool van de rotor bevindt.

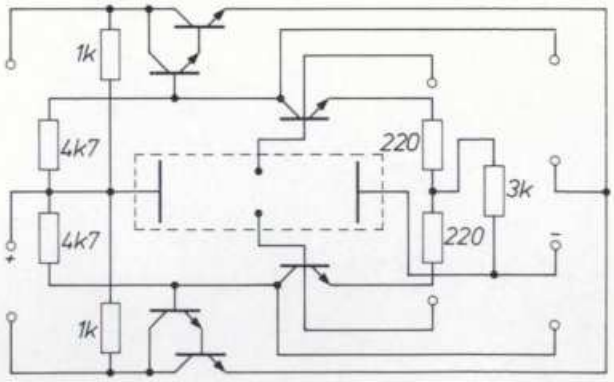


Fig. 2. Schema van de Hall-schakeling, getekend in overeenstemming met het patroon van de geïntegreerde schakeling. De waarde van de weerstanden is in ohms aangegeven.

Door twee van deze plaatjes worden vier discrete transistors geschakeld, die de statorspoelen van de motor bekrachtigen. Het schema van de Hall-schakeling is gegeven in *fig. 2*.

De geïntegreerde Hall-elementen worden toegepast in gelijkstroommotoren die bestemd zijn voor semiprofessionele bandopnemers. De elementen zijn ingekapseld in een plastic standaardomhulling die echter voor dit geval aan beide zijden van conische uitsparingen is voorzien, waarin poolschoenen worden aangebracht om de magnetische inductie te vergroten (*fig. 3*). In *fig. 4* een foto van een opengezaagde motor; de twee Hall-elementen (*pijlen*) zijn gemonteerd op een plaat met gedrukte bedrading waarin ook de uitvoerpennen gemonteerd zijn.

Een andere mogelijke toepassing van een Hall-element met geïntegreerde versterker is b.v. een stroomtang; verder is in het algemeen aan die gevallen te denken waarin een mechanische verplaatsing omgezet moet worden in een elektrisch signaal, zoals b.v. het toetsenbord van een elektrische schrijfmachine [4] of een tachometer.

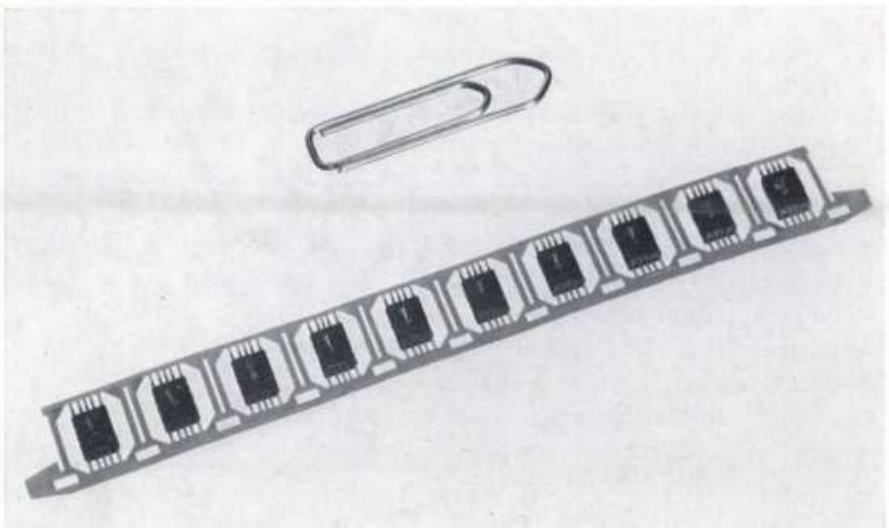


Fig. 3. De geïntegreerde Hall-schakelingen, ingekapseld in een plastic omhulling. In de omhulling zijn conische holten uitgespaard, waarin poolschoenen worden aangebracht om de magnetische inductie in het element te verhogen. Bij de door ons ontwikkelde motor bedraagt deze ca. 0,6 T (1 T = 10^4 gauss). De elementen worden aan een strip vervaardigd en uitgestanst.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info
11/14/2023

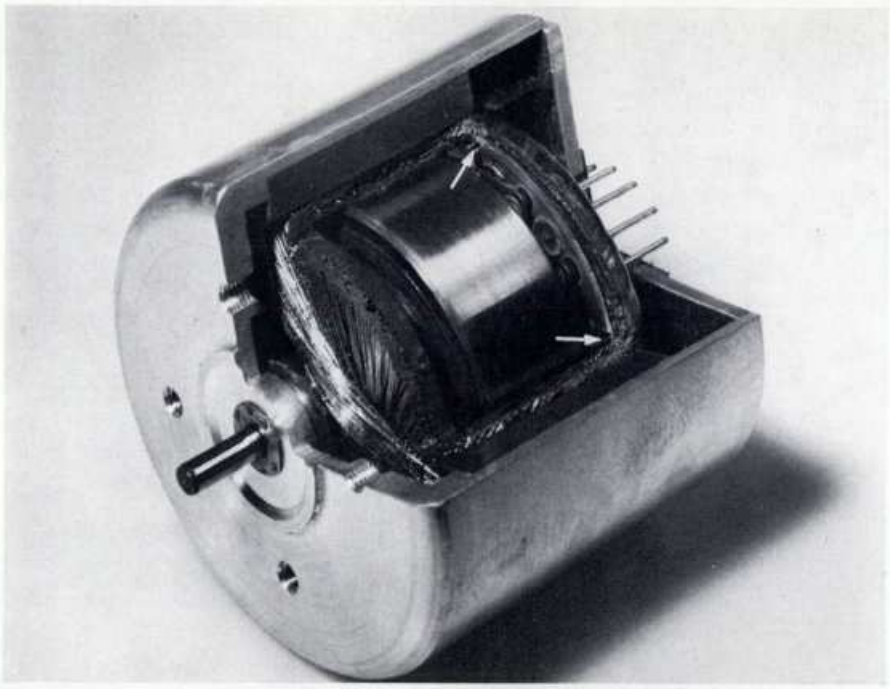


Fig. 4. Opengezaagd model van de door ons ontwikkelde „Hall-motor". De Hall-elementen (*witte pijlen*) zijn aangebracht op een plaat met gedrukte bedrading, waaraan ook de uitvoerpennen bevestigd zijn. De motor verbruikt ca. 7 W bij een toerental van 2000 omw/min. Met behulp van een regeltransistor buiten de stuurschakeling kan de snelheid worden geregeld.

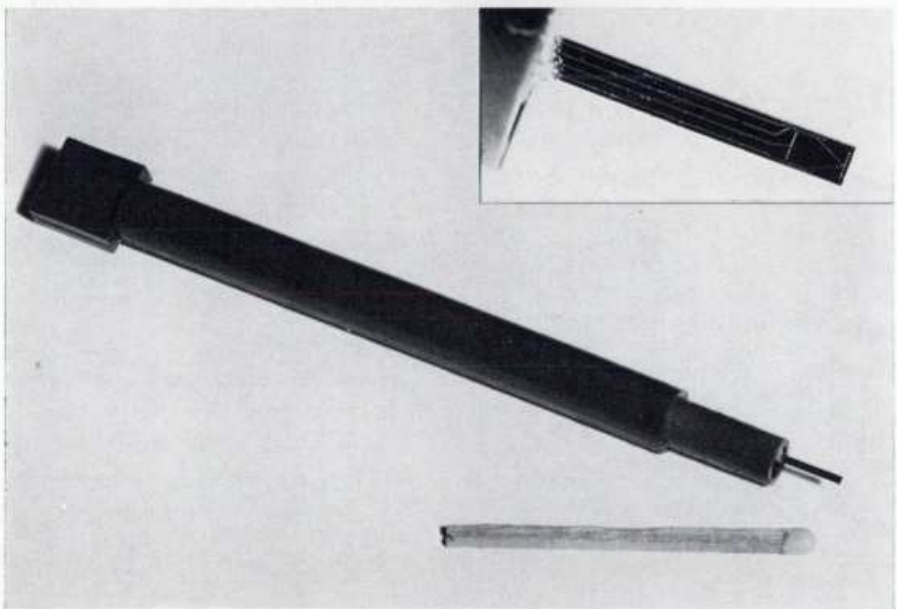


Fig. 5. Hall-sonde. Het rechthoekige Hall-element (1,5×1 mm) is aan het einde van het siliciumkristal zichtbaar.

Behalve de in de titelfoto afgebeelde Hall-schakeling is ook een kleine Hall-sonde op silicium ontwikkeld (*fig. 5*) voor meting van het magnetisch veld op moeilijk toegankelijke plaatsen. Deze Hall-sonde is niet gecombineerd met een versterker. Bij de reeds genoemde voordelen van Hall-elementen op silicium, zoals de mogelijkheid van kleinere afmetingen en een lagere kostprijs, komt in het geval van deze sonde nog, dat bij de hier vereiste geringe dikte (0,1 mm) een siliciumeenkristal minder breekbaar is dan het isolerend substraat (b.v. van aluminiumoxide) dat voor een Hall-element van indiumantimoon nodig is. Bovendien is het siliciumelement tot hogere veldsterkten lineair.

De afmetingen van het siliciumplaatje zijn 12×1,5×0,1 mm; het eigenlijke Hall-element daarop (afmetingen 1,5×1 mm) is op dezelfde wijze als de „eilanden" in een geïntegreerde schakeling door een P^+-isolatiediffusie omgeven. De contacten zijn N^+-diffusies, evenals de collectorcontacten in een geïntegreerde schakeling. De gevoeligheid bedraagt bij een voedingsspanning van 10 V ongeveer 0,75 V/T (1 T = 10^4 gauss).

G. Bosch
J. H. H. Janssen

Ir. G. Bosch en ir. J. H. H. Janssen, medewerkers van Philips' Hoofdindustriegroep Radio-, Grammofoon- en Televisieapparaten, Eindhoven.

Digitized in Heiloo the Netherlands
Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Recente wetenschappelijke publikaties

Deze publikaties zijn afkomstig van medewerkers van laboratoria en fabrieken, behorende tot of samenwerkende met ondernemingen van het Philipsconcern, in het bijzonder van medewerkers van de navolgende research-laboratoria:

Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven *E*
Mullard Research Laboratories, Redhill (Surrey), Engeland *M*
Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée, Limeil-Brévannes (Val-de-Marne), Frankrijk *L*
Philips Forschungslaboratorium Aachen GmbH, Weißhausstraße, 51 Aachen, Duitsland *A*
Philips Forschungslaboratorium Hamburg GmbH, Vogt-Kölln-Straße 30, 2000 Hamburg 54, Duitsland *H*
MBLE Laboratoire de Recherches, 2 avenue Van Becelaere, 1170 Brussel (Boitsfort), België *B*

Van de meeste dezer publikaties zullen binnenkort overdrukken beschikbaar zijn. Men kan deze aanvragen bij het betrokken laboratorium (zie de codeletter) of bij de Administratie van Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

E. Andrich: Herstellung, Anwendung und Lebensdauer von halbleitendem (Ba,Pb)TiO_3.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 639-642, 1970 (No. 10). *A*

V. Belevitch & Y. Genin: On Bartlett's theorem.
Archiv elektr. Übertr. **24**, 303-304, 1970 (No. 6). *B*

F. Berz & C. G. Prior: Test of McWhorter's model of low-frequency noise in Si m.o.s.t.s.
Electronics Letters **6**, 595-597, 1970 (No. 19). *M*

H. Bex & E. Schwartz: Wirkungsweise konzentrierter Zirkulatoren.
Frequenz **24**, 288-293, 1970 (No. 10). *A*

G. Blasse & A. Bril: Luminescence of tungsten-activated tellurates.
J. Solid State Chem. **2**, 291-294, 1970 (No. 2). *E*

G. Blasse & A. Bril: Luminescence phenomena in compounds with fergusonite structure.
J. Luminescence **3**, 109-131, 1970 (No. 2). *E*

G. Blasse & A. D. M. de Pauw: Compounds with lead antimonate structure.
J. inorg. nucl. Chem. **32**, 2533-2537, 1970 (No. 8). *E*

H. Bosma: Karakteristieke ruistemperaturen van elektrische netwerken.
Ingenieur **82**, ET 117-128, 1970 (No. 34). *E*

H. Bouma & J. J. Andriessen (Institute for Perception Research, Eindhoven): Induced changes in the perceived orientation of line segments.
Vision Res. **10**, 333-349, 1970 (No. 4).

P. W. J. M. Boumans & F. J. M. J. Maessen (Laboratory for Analytical Chemistry, University of Amsterdam): Efficiency of sample transport from the electrode cavity to the excitation zone of gas-stabilized dc arcs for spectrochemical analysis.
Appl. Spectroscopy **24**, 241-245, 1970 (No. 2). *E*

G. Bouwhuis: Angular displacement measuring system.
Optical Instruments and Techniques, Proc. Conf. Univ. of Reading 1969, pp. 230-237; 1970. *E*

M. J. G. Braken: Het lassen van dunne materialen.
Lastechniek **36**, 243-247, 1970 (No. 11). *E*

P. Branquart & J. Lewi: On the implementation of coercions in ALGOL 68.
Proc. Int. Computing Symp., Bonn 1970, Vol. II, pp. 322-345. *B*

C. H. J. van den Brekel: Easy controllable injection of vapours in carrier gases.
J. Physics E **3**, 878-880, 1970 (No. 11). *E*

J. C. Brice: An analysis of factors affecting dislocation densities in pulled crystals of gallium arsenide.
J. Crystal Growth **7**, 9-12, 1970 (No. 1). *M*

J. J. van den Broek: On the definition, determination and use of ternary diffusion coefficients.
Philips Res. Repts. **26**, 40-48, 1971 (No. 1). *E*

G. Brouwer & G. A. Postema: Theory of the separation in displacement electrophoresis.
J. Electrochem. Soc. **117**, 874-878, 1970 (No. 7). *E*

E. Bruninx: The measurement of fast neutron flux densities above 0.5 MeV by a simple moderation method.
Int. J. appl. Rad. Isot. **21**, 657-666, 1970 (No. 11). *E*

K. H. J. Buschow: Rare-earth cobalt intermetallic compounds.
Les éléments des terres rares, Coll. Int. C.N.R.S. No. 180, Paris-Grenoble 1969, tome I, pp. 101-112; 1970. *E*

K. H. J. Buschow: Rare-earth-cobalt intermetallic compounds.
Philips Res. Repts. **26**, 49-64, 1971 (No. 1). *E*

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

K. H. J. Buschow & R. P. van Stapele: Magnetic properties of some cubic rare-earth-iron compounds of the type RFe_2 and $R_xY_{1-x}Fe_2$.
J. appl. Phys. **41**, 4066-4069, 1970 (No. 10). *E*

K. H. J. Buschow & J. S. van Wieringen: Crystal structure and magnetic properties of cerium-iron compounds.
Phys. Stat. sol. **42**, 231-239, 1970 (No. 1). *E*

R. J. Carbone & W. J. Witteman: Tantalum hollow cathode in an argon ion laser tube.
Rev. sci. Instr. **41**, 689-690, 1970 (No. 5). *E*

K. Carl & K. H. Härdtl: Strukturelle und elektromechanische Eigenschaften La-dotierter $Pb(Ti_{1-x}Zr_x)O_3$-Keramiken.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 687-691, 1970 (No. 10). *A*

F. M. A. Carpay: The preparation of aligned composite materials by unidirectional solid-state decomposition.
Acta metall. **18**, 747-752, 1970 (No. 7). *E*

T. Chisholm & A. M. Stark: A technique for the computation of charged-particle trajectories in radio-frequency quadrupole devices.
J. Physics D **3**, 1717-1726, 1970 (No. 11). *M*

R. W. Cooper: Optical communication.
Rev. HF **8**, 67-72, 1970 (No. 3). *M*

P. J. Courtois & J. Georges: An evaluation of the stationary behavior of computations in multiprogramming computer systems.
Proc. Int. Computing Symp., Bonn 1970, Vol. I, pp. 98-115. *B*

L. G. Cripps: Electronics in cars.
Electronics & Power **16**, 394-398, 1970 (Nov.). *M*

P. A. van Dalen: Propagation of guided electromagnetic waves in semiconductors in a longitudinal magnetic field.
J. appl. Phys. **41**, 3092-3101, 1970 (No. 7). *E*

P. A. van Dalen & C. A. A. J. Greebe: Generation of Bleustein-Gulyaev waves in piezoelectric plates.
Physics Letters **33A**, 93-94, 1970 (No. 2). *E*

F. Desvignes: Pourquoi l'arséniure d'indium?
Acta electronica **13**, 9-12, 1970 (No. 1). *L*

W. F. Druyvesteyn: Specular reflection in Al films.
Phys. Rev. B **1**, 4848-4849, 1970 (No. 12). *E*

W. F. Druyvesteyn & J. W. F. Dorleijn: Calculations on some periodic magnetic domain structures; consequences for bubble devices.
Philips Res. Repts. **26**, 11-28, 1971 (No. 1). *E*

W. F. Druyvesteyn & A. J. Smets: Determination of the electron mean free path in tin from the radio-frequency size effect.
J. low Temp. Phys. **2**, 619-630, 1970 (No. 5/6). *E*

W. F. Druyvesteyn, K. Weiss & A. J. Smets: Radio-frequency size effect in a tilted magnetic field.
Philips Res. Repts. **26**, 1-10, 1971 (No. 1). *E*

H. C. van den Elzen: Calculating power spectral densities for data signals.
Proc. IEEE **58**, 942-943, 1970 (No. 6). *E*

G. Engelsma: A comparative investigation of the control of phenylalanine ammonia-lyase activity in gherkin and red cabbage hypocotyls.
Acta bot. neerl. **19**, 403-414, 1970 (No. 3). *E*

F. C. Eversteyn, P. J. W. Severin, C. H. J. van den Brekel & H. L. Peek: A stagnant layer model for the epitaxial growth of silicon from silane in a horizontal reactor.
J. Electrochem. Soc. **117**, 925-931, 1970 (No. 7). *E*

K. G. Freeman: The physics of colour television.
Physics Education **5**, 326-331, 1970 (No. 6). *M*

K. G. Freeman & R. E. Ford (University of Surrey, Guildford): Variable gamma corrector improves television video signals.
Electronic Engng. **42**, No. 511, 90-93, Sept. 1970. *M*

C. J. Gerritsma & J. H. Haanstra: Infrared transmission of air under laboratory conditions.
Infrared Phys. **10**, 79-90, 1970 (No. 2). *E*

P. J. van Gerwen & P. van der Wurf: Data modems with integrated digital filters and modulators.
IEEE Trans. **COM-18**, 214-222, 1970 (No. 3). *E*

J. M. Goethals & J. J. Seidel (Technical University of Eindhoven): Quasisymmetric block designs.
Proc. Calgary Int. Conf., publ. Gordon and Breach, New York 1970, pp. 111-116. *B*

G. Groh: Holographie.
Röntgenstrahlen **22**, 23-27, 1970. *H*

S. H. Hagen: Leitungsmechanismus in spannungsabhängigen SiC-Widerständen.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 630-634, 1970 (No. 10). *E*

H. W. Hanneman: Higher-order RC-active filters.
Philips Res. Repts. **26**, 65-74, 1971 (No. 1). *E*

C. M. Hart & C. Mulder: An all-silicon timing circuit for automatic cameras.
Microelectronics and Reliability **9**, 335-340, 1970 (No. 4). *E*

H. Haug & K. Weiss: On various equations of motion for the order parameter in helium II.
Physics Letters **32A**, 349-350, 1970 (No. 5). *E*

E. E. Havinga & J. H. N. van Vucht: The crystal structure of $Ba(Pb_{0.8},Tl_{0.2})_3$.
Acta cryst. **B 26**, 653-655, 1970 (No. 5). *E*

L. Heyne: Some aspects of solid electrolytes.
Electrochim. Acta **15**, 1251-1266, 1970 (No. 7). *E*

F. N. Hooge: $1/f$ noise in the conductance of ions in aqueous solutions.
Physics Letters **33A**, 169-170, 1970 (No. 3). *E*

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

J. Hornstra: A program which, using a known part of the molecule, produces the parameters of all atoms.
Crystallographic Computing, Proc. 1969 Summer School, pp. 103-109; 1970. *E*

I. G. H. Ishak, H. Bouma & H. J. J. van Bussel (Institute for Perception Research, Eindhoven): Subjective estimates of colour attributes for surface colours.
Vision Res. **10**, 489-500, 1970 (No. 6).

J. T. Klomp: Festkörperbindung zwischen Metall und Keramik.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 627-629, 1970 (No. 10). *E*

H. Koelmans & A. M. van Boxtel: Electrohydrodynamic flow in nematic liquid crystals.
Physics Letters **32A**, 32-33, 1970 (No. 1). *E*

L. J. Koppens: Beziehung zwischen magnetischen Eigenschaften und Mikrostruktur von Speicherkernen, die mit einer neuen Technik hergestellt wurden.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 654-657, 1970 (No. 10). *E*

J. G. M. de Lau: Preparation of ceramic powders from sulfate solutions by spray drying and roasting.
Amer. Ceramic Soc. Bull. **49**, 572-574, 1970 (No. 6). *E*

R. van der Leest: A reproducible mercury film electrode.
Anal. chim. Acta **52**, 151-152, 1970 (No. 1). *E*

J. Lewi & P. Branquart: Implementation of local name in ALGOL 68.
Proc. Int. Computing Symp., Bonn 1970, Vol. II, pp. 474-490. *B*

J. H. J. Lorteije & A. M. H. Hoppenbrouwers: Amplitude modulation by $1/f$ noise in resistors results in $1/\Delta f$ noise.
Philips Res. Repts. **26**, 29-39, 1971 (No. 1). *E*

F. E. Maranzana: Kondo sidebands.
Phys. Rev. Letters **25**, 239-242, 1970 (No. 4). *E*

F. E. Maranzana: Contribution to the theory of Kondo resistivity in magnetic compounds.
J. Phys. Chem. Solids **31**, 2245-2250, 1970 (No. 10). *E*

R. Metselaar, P. J. Rijnierse & U. Enz: Lichtinduzierte Änderungen der magnetischen Eigenschaften von polykristallinem Yttrium-Eisen-Granat.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 663-665, 1970 (No. 10). *E*

J. Michel & F. Desvignes: Simulateurs de rayonnement solaire destinés à la mesure du rendement des photopiles au silicium.
Techniques Philips 1970, No. 3, 15-37. *L*

R. C. Oldfield: Stratification in evaporated nickel-iron films.
J. Physics D **3**, 1495-1496, 1970 (No. 10). *M*

A. van Oostrom: Field-induced surface rearrangement in a field-ion microscope.
Appl. Phys. Letters **17**, 206-208, 1970 (No. 5). *E*

J. A. Pals: Method of measuring mobility of majority carriers in silicon devices.
Electronics Letters **6**, 503-504, 1970 (No. 16). *E*

Th. H. Peek: Measurement of laser mirror loss using a low-finesse scanning interferometer.
Optics Comm. **1**, 341-344, 1970 (No. 7). *E*

J. Polman & J. E. van der Werf: Enhanced light emission from a positive column by means of current modulation.
Appl. Phys. Letters **17**, 153-155, 1970 (No. 4). *E*

J. Polman & W. J. Witteman: Electron-radiation temperature measurements in a sealed-off CO_2 laser system.
IEEE J. Quantum Electronics **QE-6**, 154-157, 1970 (No. 3). *E*

H.-D. Purps: High-speed paper tape punch for 500 char/s.
1970 IEEE Int. Conf. on Communications, Vol. 1, pp. 12.15-12.22. *H*

G. W. Rathenau: Iets over geheugens.
Versl. gew. Verg. Afd. Natuurk. Kon. Ned. Akad. Wetensch. **79**, 81-86, 1970 (No. 6). *E*

P. J. L. Reijnen: Nonstoichiometry and sintering in ionic solids.
Problems of Nonstoichiometry, editor A. Rabenau, North-Holland Publ. Co., Amsterdam 1970, pp. 219-238. *E*

J. P. Reinhoudt: A grease-lubricated hydrodynamic bearing system for a satellite flywheel.
Lubrication Engng. **26**, 95-100, 1970 (No. 3). *E*

G. Rinzema: A simple wavelength-independent modulator for linearly polarized light.
Appl. Optics **9**, 1934, 1970 (No. 8). *E*

C. J. M. Rooymans: Chemische reacties en reactiviteit onder hoge druk.
Klei en Keramiek **20**, 262-278, 1970 (No. 10). *E*

T. E. Rozzi: Modal analysis for nonlinear processes in optical and quasi-optical waveguides.
IEEE J. Quantum Electronics **QE-6**, 539-546, 1970 (No. 9). *E*

W. Ruiterkamp: Emmertjesgeheugen.
Elektuur **10**, 624-629, 1970 (No. 6). *E*

F. L. J. Sangster: Integrated MOS and bipolar analog delay lines using bucket-brigade capacitor storage.
1970 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Digest tech. Papers, pp. 74-75 & 185. *E*

E. Schwartz: Über eine schärfere Ungleichung als $dX/d\omega > 0$ bei Reaktanzzweipolen.
Archiv elektr. Übertr. **24**, 491-495, 1970 (No. 11). *A*

C. G. Sluijter: Eigenschappen van ontladingsflitslampen.
Polytechn. T. Werktuigbouw **24**, 969-975, 1969 (No. 23). *E*

R. P. van Stapele & F. K. Lotgering: Trivalent and tetravalent chromium in the seleno-spinel series $CuCr_{0.3}Rh_{1.7-x}Sn_xSe_4$.
J. Phys. Chem. Solids **31**, 1547-1551, 1970 (No. 7). *E*

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

F. L. H. M. Stumpers: Progress in the work of CISPR.
IEEE Trans. **EMC-12**, 29-32, 1970 (No. 2). *E*

M. J. J. Theunissen, J. A. Appels & W. H. C. G. Verkuylen: Application of preferential electrochemical etching of silicon to semiconductor device technology.
J. Electrochem. Soc. **117**, 959-965, 1970 (No. 7). *E*

W. Tolksdorf & P. Holst: Gemeinsames Sintern von Ferriten mit unterschiedlicher Sättigungsmagnetisierung und Curie-Temperatur für integrierte Mikrowellensysteme.
Ber. Dtsch. Keram. Ges. **47**, 670-673, 1970 (No. 10). *H*

J.-C. Tranchart: Préparation de monocristaux d'arséniure d'indium.
Acta electronica **13**, 13-21, 1970 (No. 1). *L*

C. van Trigt: Analytically solvable problems in radiative transfer, II.
Phys. Rev. A **1**, 1298-1314, 1970 (No. 5). *E*

J. Ubbink: Optimization of the rotor surface resistance of the asynchronous electrostatic motor.
Appl. sci. Res. **22**, 442-448, 1970 (No. 6). *E*

J. F. Verwey: On the mechanism of h_{FE} degradation by emitter-base reverse current stress.
Microelectronics and Reliability **9**, 425-432, 1970 (No. 5). *E*

H. P. J. Wijn: Werkstoffe der Elektrotechnik.
Vorträge Rhein.-Westfäl. Akad. Wissensch. N 204, pp. 37-62, 1970. *E*

H. W. de Wijn (Natuurkundig Laboratorium der Universiteit van Amsterdam), **A. M. van Diepen** (Natuurk. Lab. Univ. Amst.) **& K. H. J. Buschow:** Nuclear quadrupole coupling and crystal-field effects in the cubic intermetallic compounds $ErAl_3$, $TmAl_3$ and $YbAl_3$.
Phys. Rev. B **1**, 4203-4208, 1970 (No. 11). *E*

H. J. de Wit & C. Crevecoeur: Deviation from Ohm's law in As_2Se_3 glass.
Physics Letters **33A**, 25-26, 1970 (No. 1). *E*

W. J. Witteman & R. J. Carbone: Rotational transition competition in a single-mode CO_2 laser.
IEEE J. Quantum Electronics **QE-6**, 462-466, 1970 (No. 7). *E*

J. P. Woerdman: Diffraction of light by laser generated free carriers in Si: dispersion or absorption?
Physics Letters **32A**, 305-306, 1970 (No. 5). *E*

P. van der Wurf: Eigenschappen van synchrone digitale signalen toegepast in een volledig geïntegreerde datazender.
Ingenieur **82**, ET 61-69, 1970 (No. 18). *E*

R.-E. Zeida: Réalisation et étude des propriétés électriques et photoélectriques des jonctions *p-n* en arséniure d'indium.
Acta electronica **13**, 23-101, 1970 (No. 1). *L*

H. Zijlstra: Coercivity and wall motion.
IEEE Trans. **MAG-6**, 179-181, 1970 (No. 2). *E*

H. Zijlstra: A vibrating reed magnetometer for microscopic particles.
Rev. sci. Instr. **41**, 1241-1243, 1970 (No. 8). *E*

Inhoud van Mullard Technical Communications **11**, No. 109, 1971:

Th. G. Schut & W. P. Weijland: 30 mm "Plumbicon" camera tubes with fibre-optic faceplate, anti-comet-tail gun, and lightpipe (pp. 186-195).
J. Dollekamp: One-inch diameter "Plumbicon" camera tube type 19XQ (pp. 196-200).
M. J. Prescott: GB3MUL (pp. 202-206).
K. W. Stanley: Improvements in reliability of metal film resistors (pp. 207-208).

Inhoud van Mullard Technical Communications **11**, No. 110, 1971:

B. A. Bland: High-voltage silicon rectifier stacks and their application (pp. 210-217).
C. H. Petley: Channel electron multipliers (pp. 218-222).
K. W. Stanley: Reliability and stability of carbon film resistors (pp. 223-234).

Inhoud van Valvo Berichte **16**, No. 3, 1971:

O. Jakits: Herstellverfahren für Isolierschicht-Feldeffekt-Transistoren und ihre Bedeutung für die Technik integrierter Schaltungen (pp. 65-78).
J. Koch: Energieprobleme bei Magnet-Haftsystemen mit veränderlichem, vom Luftspalt abhängigem Streuleitwert (pp. 79-93).

Jaargang 31, 1970, no. 11/12 blz. 349-388 Verschenen 31 augustus 1971

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!